fare elettronica
CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

MAGGIO
n° 251 • Anno 22

TUTTI GLI EVENTI DI MAGGIO 2006
CHI ORGANIZZA E CHI ESPONE

RICONOSCIMENTO VOCALE

UNA TECNOLOGIA ALLO STATO SOLIDO E FINALMENTE ALLA PORTATA DI TUTTI PER L'INTERFACCIA UTENTE DEL FUTURO

UPS BY EXAMPLE
LA CONVERSIONE CC-AC

LA CONVERSIONE DELLA CORRENTE DA CONTINUA IN ALTERNATA: SCOPRI I SEGRETI DEGLI INVERTER E REALIZZANE UNO 12VCC/220VAC

DATALOGGER CON MAXIM DS1616

VUOI MONITORARE EVENTI FISICI O ELETTRICI PER LUNGHI PERIODI E A CADENZA FISSA? ECCOTI UN BELLISSIMO CIRCUITO DA COLLEGARE AL TUO PC

CPLD BY EXAMPLE
LA CONVERSIONE D/A

UN PROGETTO PRATICO PER GESTIRE LA CONVERSIONE D/A CON LE LOGICHE PROGRAMMABILI

PROTEGGERSI DALLE SOVRATENSIONI DI RETE

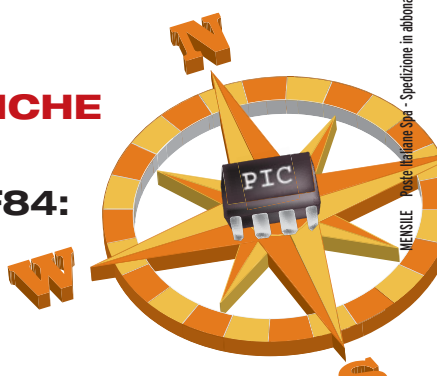
GUASTI INSPIEGABILI? CORTO CIRCUITI SENZA UN APPARENTE MOTIVO? SCARSA DURATA DELLE LAMPADINE DI CASA? SCOPRI PERCHÈ ACCADE E IMPARA A PROTEGGERTI

EVENTI CASUALI CON IL MIKROBASIC

LA GENERAZIONE DI EVENTI CASUALI ED IMPREVISTI È TALVOLTA UN'ESIGENZA INDISPENSABILE PER MOLTE APPLICAZIONI A MICROCONTROLLORE: SCOPRI COME FARE UTILIZZANDO UN PIC E IL COMPILATORE MIKROBASIC

PIC-COMPASS
TRE BUSSOLE ELETTRONICHE

BEN TRE PROGETTI DI BUSSOLE ELETTRONICHE BASATE SU PIC16F84: A LED, CON DISPLAY LCD, CON V-METER ANALOGICO



ISSN 1591-2272
9 771591 227008 60251
INWARE EDIZIONI
€ 5,50

MENSILE Poste Italiane Spa - Spedizione in abbonamento Postale - D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano. In caso di mancato recapito, restituire all'editore che si impegna a pagare la relativa tassa presso il CPM di Roserio - Milano

La Direttiva RoHS
blocca il tuo lavoro? **http://rohs.it**
soluzioni per liberarti dai problemi!

RS UK è stata premiata con il **RoHS Trusted Kitemark**. La certificazione garantisce che gli standard qualitativi di riferimento sono stati rispettati o superati.

Perché farsi ostacolare dalle nuove Direttive Europee quando c'è RS per aiutarti?
Clicca su **rohs.it**: trovi subito migliaia di prodotti conformi RoHS,
schede tecniche gratuite, informazioni chiare e complete.
Con RS hai sempre le risposte giuste per lavorare con sicurezza.

RoHS Direttiva RoHS: ti basta sapere che c'è RS.

RS

Codice MIP **251002**

fare elettronica
servizio MIP

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito:

www.farelettronica.com/mip

Oppure compila questo modulo ed invialo via fax al numero 02 66508225

More Info Please!

NUMERO DELLA RIVISTA 251

CODICI MIP*
(DA COMPILARE)

DATI DEL LETTORE

NOME

COGNOME

AZIENDA

INDIRIZZO AZIENDA

CAP CITTÀ

PROV. NAZIONE

TEL.

FAX

E-MAIL

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o trmite email a info@inwaredizioni.it

* Utilizza il numero MIP che compare alla fine di ogni articolo o all'interno delle pagine di tuo interesse

Guida al numero 251

Note dalla redazione

Tiziano Galizia
t.galizia@inwaredizioni.it

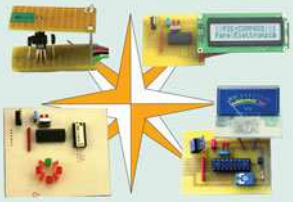
Interfaccia "naturale"

I prodotti consumer offrono oggi funzionalità fino a qualche anno fa inimmaginabili, basti pensare ai moderni telefoni cellulari. Ma tutte queste funzionalità si traducono, purtroppo, in una crescente complessità del prodotto stesso che porta l'utente ad utilizzarlo solo in minima parte. Questo è dovuto principalmente ad una errata concezione dell'interfaccia utente, il quale, sempre più spesso, deve ricordare sequenze di tasti o navigare diversi menù prima di riuscire a fare una qualsiasi operazione. L'interfaccia utente più utilizzata allo stato attuale è l'accoppiata "tasti-display" ormai presente sulla quasi totalità dei prodotti in commercio, come per esempio: telefono cellulare, lettore DVD, radiosveglia, autoradio, navigatore satellitare, videoregistratore, lettore MP3 e via dicendo.
Ora, immaginiamo per un attimo di sostituire questa, consentitemi, "antiquata" interfaccia, con una più moderna *interfaccia vocale*, quale sarebbe il risultato?
Io dico al mio telefonino "abilita Bluetooth" e lui lo fa, oppure alla mia lavatrice "lavaggio delicati colorati" e lei si predispone a farlo, o meglio ancora al mio navigatore "guidami in ufficio" e lui magicamente mi indica la via.
Il risultato è un'*interfaccia naturale* che migliora notevolmente l'interazione uomo-macchina.
La tecnologia di riconoscimento vocale è ormai una realtà e sempre più frequentemente la troviamo presente nei prodotti in commercio. Certo siamo ancora lontani dal parlare ad un telefonino con un "linguaggio naturale" ma siamo sicuramente sulla strada giusta.
Lo speciale di questo mese è proprio dedicato al riconoscimento vocale ed è una introduzione al corso di prossima pubblicazione, il quale vi guiderà all'implementazione di comandi vocali (in italiano) nelle vostre applicazioni.
Non mancate!

Pratica

22 PIC-COMPASS: 3 bussole elettroniche

Vi proponiamo tre bussole elettroniche che impiegano un PIC16F84 La prima bussola possiede un indicatore di direzione a led, la seconda un display LCD e l'ultima, dedicata ai cultori della segnalazione ad ago, mostra i punti cardinali attraverso un V-meter analogico.



52 CPLD By Example: La conversione digitale-analogico

Nella puntata precedente abbiamo trattato il tema della comunicazione seriale. In questa puntata ci occuperemo di conversione D/A e metteremo a punto un nuovo progetto pratico.

78 Eventi casuali con Mikrobasic

La generazione di eventi casuali ed imprevisti è talvolta un'esigenza indispensabile per molte applicazioni a microcontrollore. Vediamo come fare utilizzando un PIC e il compilatore Mikrobasic.

108 Data Logger con Maxim DS1616

A volte è necessario studiare eventi fisici o elettrici per lunghi periodi ed a cadenza fissa: giorni o settimane con una misura, ad esempio, ogni ora. Risulta, quindi, impossibile misurare personalmente il fenomeno, il modo più comodo, è usare un data logger in grado di eseguire questo lavoro in modo affidabile. In questo articolo presentiamo un data logger realizzato con il Maxim DS1616, in grado di registrare gli eventi e trasferirli verso un PC per la conseguente analisi.

Speciale

36 Il riconoscimento vocale

La tecnologia del riconoscimento vocale è sempre più prossima a candidarsi come valido e innovativo sistema di comunicazione per l'interazione uomo-macchina. La maggior parte delle applicazioni che in questo ambito si possono già oggi immaginare appartengono ancora in gran parte alla sfera della fantascienza, ma il passo non è molto lungo. Le potenzialità che possiamo intravedere sono enormi, al punto che è verosimile immaginare, in un futuro non molto lontano, che ci abitueremo a "dialogare" con le macchine con la massima naturalezza.

Maggio 2006

Teoria

68 UPS By Example: La conversione CC-AC

In questa puntata affronteremo in maniera più approfondita l'argomento della conversione dc-ac. La materia è di fondamentale importanza nell'elettronica di potenza per la semplice considerazione che si può facilmente immagazzinare energia elettrica in forma continua, ad esempio nelle batterie. Dato però che moltissimi utilizzatori abbisognano della corrente alternata per funzionare correttamente, è necessario disporre di un efficace sistema di conversione. Per mettere in pratica ciò che apprenderemo, costruiremo un efficare inverter 12Vcc/220Vac.

92 Le sovratensioni di rete

Guasti inspiegabili? Corto circuiti senza un'apparente motivo? Scarsa durata delle lampadine di casa? Probabilmente siete stati vittime delle sovratensioni. Vediamo cosa sono, quali sono i fenomeni che le causano, quali le conseguenze e come proteggersi nella maniera migliore.

100 L'operazionale comparatore (II)

Con questa seconda parte si conclude l'esposizione dei circuiti con amplificatore operazionale in funzione di comparatore.

Aziende citate in questo numero

Altera Corporation	12	Gedit	103
Artek Electronic Solutions	63	IDT	12
AT&T Labs	48	Inware	39-59
Atmel	7	Kevin Schurter	13
Comis	77	Maxim Semiconductor	108
Compendio Fiere	87	Microchip	8-22-78-91
Comfile	107	Mikroelektronica	78-81
Consorzio Elettrimpex	33-43	Millennium Dataware	83
Cypress Semiconductor	9	NewMedia Solutions	51
Demmel	59	Peregrine Semiconductor	10
Dexco Systems	29	Precma	99
Eca	95	RS Components	10
Elettroshop	95-107	Scuola Radio Elettra	116
Emerson Network Power	8	Sensory	39-48
Erni	11	Teridian Semiconductor	11
Evr Electronics	97	Wireless	21
Futura Elettronica	55-71	Xilinx	52

Risorse

8 Prima pagina

- *Da Emerson Network Power: Liebert NX da 100 e 120 KVA.*
- *Microchip introduce nuovi Digital Signal Controller dsPIC30F a 16-bit equipaggiati con PWM ad alte prestazioni.*
- *Oscillatore di clock a divisione di spettro programmabile con quarzo integrato.*
- *Peregrine semiconductor punta in alto con il basso rumore di fase.*
- *RS presenta il nuovo catalogo su cd.*
- *Erni offre connettori DIN in confezione tape-and-reel.*
- *Teridian Semiconductor inizia la distribuzione in volumi di produzione dei ricetrasmettitori SFP in rame STM1E-SFP.*
- *Nuovi FPGA Stratix II gx: Altera potenzia il supporto per lo sviluppo di applicazioni ad alta velocità.*
- *IDT offre per prima, in produzione, i nuovi dispositivi avanzati di memoria per dimm fully buffered.*

14 Gli eventi di Maggio 2006

- *Grande Fiera dell'Elettronica - Forlì (FC)*
- *13° Marc di primavera - Genova*
- *RF-Id Forum 2006 - S. Donato Milanese (Mi)*
- *M2M Forum 2006 - S. Donato Milanese (Mi)*
- *Radiant and Silicon - Segrate (MI)*
- *Computerfest & Radioamatore Busto Arsizio (VA)*

16 Mailbox

- *Un sensore di vibrazioni.*
- *Allarme Onde Stazionarie.*
- *Segnalazione ritardata.*
- *Vecchie valvole ad accensione diretta.*

18 Notepad

- *Antenna attiva per AM/FM/SW.*
- *Prova telecomandi IR.*
- *Estrazione del segnale audio da una linea telefonica.*
- *Relè a stato solido.*
- *Controllo di livello con LM1830.*
- *Amplificatore per strumentazione.*

34 Le so tutte!!!

Metti alla prova le tue conoscenze dell'elettronica con i nuovi Quiz, per tutti i livelli!

fare elettronica
CULTURA ELETTRONICA APPLICATA
www.farelettronica.com

DIRETTORE RESPONSABILE
Antonio Cirella

DIRETTORE ESECUTIVO
Tiziano Galizia

COORDINAMENTO TECNICO
Maurizio Del Corso

HANNO COLLABORATO IN QUESTO NUMERO
Giovanni Di Maria, Andrea Perilli, Massimo Di Marco, Domenico De Palo, Nico Grilloni, Massimiliano Premoli, Agostino Rolando.

DIREZIONE • REDAZIONE • PUBBLICITÁ
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel. 02.66504755 - Fax 02.66508225
info@inwaredizioni.it - www.inwaredizioni.it
Redazione: fe@inwaredizioni.it

PROGETTO GRAFICO E IMPAGINAZIONE
Graficonsult - Milano

STAMPA
ROTO 2000 - Via L. da Vinci, 18/20 - 20080, Casarile (MI)

DISTRIBUZIONE
Parrini & C. S.p.a. - Viale Forlanini, 23 - 20134, Milano

UFFICIO ABBONAMENTI
INWARE Edizioni srl - Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Per informazioni, sottoscrizione o rinnovo dell'abbonamento:
abbonamenti@inwaredizioni.it
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225
L'ufficio abbonamenti è disponibile telefonicamente
dal lunedì al venerdì dalle 14,30 alle 17,30
Tel. 02.66504755 - Fax. 02.66508225

Poste Italiane S.p.a. - Spedizione in abbonamento Postale
D.L. 353/2003 (conv. In L. 27/02/2004 n. 46) art. 1, comma1, DCB Milano.
Abbonamento per l'Italia: € 45,00
Abbonamento per l'estero: € 115,00

Gli arretrati potranno essere richiesti, per iscritto, al seguente costo:
Numero singolo: € 7,50
Numero doppio: € 9,00
Numero con allegato: € 8,50

Autorizzazione alla pubblicazione del Tribunale di Milano n. 647 del 17/11/2003.

© Copyright - Tutti i diritti di riproduzione o di traduzione degli articoli pubblicati sono riservati. Manoscritti, disegni e fotografie sono di proprietà di Inware Edizioni srl.
È vietata la riproduzione anche parziale degli articoli salvo espressa autorizzazione scritta dell'editore. I contenuti pubblicitari sono riportati senza responsabilità, a puro titolo informativo.

Privacy - Nel caso la rivista sia pervenuta in abbonamento o in omaggio, si rende noto che i dati in nostro possesso sono impiegati nel pieno rispetto del D.Lgs. 196/2003. I dati trasmessi a mezzo cartoline o questionari presenti nella rivista, potranno venire utilizzati per indagini di mercato, proposte commerciali, o l'inoltro di altri prodotti editoriali a scopo di saggio. L'interessato potrà avvalersi dei diritti previsti dalla succitata legge. In conformità a quanto disposto dal Codice di deontologia relativo al Trattamento di dati personali art. 2, comma 2, si comunica che presso la nostra sede di Cormano Via Cadorna 27, esiste una banca dati di uso redazionale. Gli interessati potranno esercitare i diritti previsti dal D.Lgs. 196/2003 contattando il Responsabile del Trattamento Inware Edizioni Srl (info@inwaredizioni.it).

RICHIESTE DI ASSISTENZA
Per richiedere assistenza o chiarimenti sugli articoli pubblicati, vi preghiamo di utilizzzare il servizio MIP compilando l'apposito modulo on-line all'indirizzo www.farelettronica.com/mip.

COLLABORARE CON FARE ELETTRONICA
Le richieste di collaborazione vanno indirizzate all'attenzione di Tiziano Galizia *(t.galizia@inwaredizioni.it)* e accompagnate, se possibile, da una breve descrizione delle vostre competenze tecniche e/o editoriali, oltre che da un elenco degli argomenti e/o progetti che desiderate proporre.

ELENCO INSERZIONISTI

Artek Electronic Solutions . . . . . **pag. 63**
Piazza Pirazzoli, 2 - 40020 Sasso Morelli (BO)
Tel 0542.643192 - www.artek.it

Atmel Italia . . . . . **pag. 7**
Via Grosio, 10/8 - 20151 Milano
Tel 02.38037-1 - www.atmel.com

COMIS. . . . . . **pag. 77**
Foro Bonaparte, 54 - 20121 Milano (MI)
Tel. 027562711

DEXCO Systems . . . . . **pag. 29**
Via Milano 14 - 20064 Gorgonzola (MI)
Tel. 02 9517179 - www.dexcosystems.com

Compendio Fiere . . . . . **pag. 87**
Via Mammianese, 53 - 51017 Pescia (PT)
Tel 0572.490868 - www.compendiofiere.it

Consorzio Elettrimpex . . . . . **pag. 33-43**
Via Console Flaminio,19 - 20134 Milano
Tel 02.210111230 - www.elettrimpex.it

Elettroshop . . . . . **pag. 95-107**
Via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel 02.66504794 - www.elettroshop.com

EVR Electronics . . . . . **pag. 97**
Viale Kennedy, 96 - 20027 Rescaldina (MI)
Tel 0331.464893 - www.evr-electronics.com

Futura Elettronica . . . . . **pag. 55-71**
Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel 0331.792287 - www.futuranet.it

Gedit . . . . . **pag. 103**
Via Della Scuola, 128 - 06087 Ponte San Giovanni (PG)
Tel. 0755991028

Inware . . . . . **pag. 39-59**
Via Cadorna 27/31 - 20032 Cormano (MI)
Tel 02.66504794 - www.inware.it

Kevin Shurter . . . . . **pag. 13**
Via Settembrini, 29 - 20020 Lainate (MI)
Tel 02.30465311 - www.kevin.it

Millenium Dataware . . . . . **pag. 83**
Corso Repubblica, 48 - 15057 Tortona (AL)
Tel 0131.860254 - www.mdsrl.it

Microchip Technology . . . . . **pag. 91**
Via Salvatore Quasimodo, 12 - 20025 Legano (MI)
Tel 0331.7426110 - www.microchip.com

NewMedia Solutions . . . . . **pag. 51**
Via San Gregorio, 6 - 20124 MILANO (MI)
Tel. +39 02-2023161 - www.newmediasolutions.it

Precma . . . . . **pag. 99**
Via Fontanino 4 - 23871 Lomagna (LC) - IT
Tel 039.5300590 - www.precma.it

RS Components . . . . . **pag. 2**
Via M. V. De Vizzi, 93/95 - 20092 Cinisello Balsamo (MI)
Tel 02.660581 - www.rs-components.com

Scuola Radio Elettra . . . . . **pag. 116**
Via Biturgense, 104 - 00185 Cerbara di Città di Castello (PG)
Tel 075.862911 - www.scuolaradioelettra.it

Wireless . . . . . **pag. 21**
Via Monterosa, 11 - 20149 Milano
Tel 02.48100306 - www.wirelessforum.it

Don't let poor performance spoil your designs. With high performance AVR® microcontrollers you can create applications with no worries about the microcontrollers' performance. AVR Flash microcontrollers operate with clock rates up to 20 MHz, achieving close to 20 MIPS. With 32 general purpose registers, the AVR delivers unmatched performance and flexibility while reducing power consumption to a minimum.

Codice MIP 251007

Learn more and try to unmask the Super AVR at www.atmel.com/ad/superAVR

ATMEL®

Everywhere You Are®

© Atmel Corporation 2006. All rights reserved. Atmel®, AVR®, logo and Everywhere You Are® are registered trademarks of Atmel Corporation or its subsidiaries. Other terms and product names may be trademarks of others.

Rubrica di notizie e novità dal mondo dell'elettronica.

Prima pagina

DA EMERSON NETWORK POWER: LIEBERT NX DA 100 E 120 KVA

Da Emerson Network Power due UPS appartenenti alla gamma Liebert NX, con potenza di 100 e 120 kVA per la protezione del business nei segmenti industriali, bancari, telco, trasporti e della sanità.
Gli UPS sono caratterizzati da tecnologia online a doppia conversione. La gestione dell'inverter avviene attraverso una tecnica avanzata di controllo vettoriale che assicura un output THD (Total Harmonic Distorsion) molto basso. Liebert NX da 100 e 120 kVA utilizzano i *Digital Signal Processors* (DSP) per il controllo dell'intero sistema. Questi dispositivi consentono una velocità di elaborazione in tempo reale, permettendo al sistema di rispondere in maniera tempestiva alle sollecitazioni richieste all'UPS. Gli UPS sono parallelabili e quindi possono assicurare all'organizzazione la scalabilità necessaria.
Altre caratteristiche: perfetto interfacciamento con generatori, grazie al bassissimo livello di armoniche in ingresso; possibilità di gestire i carichi anche completamente non bilanciati sulle tre fasi, come può accadere spesso in circostanze reali; perfetta adattabilità ai carichi informatici grazie alla capacità di sostenere carichi di tipo capacitivo (prevalenti nei data center attuali) senza alcuna degradazione delle prestazioni; possibilità di monitoraggio simultaneo attraverso 3 sistemi di comunicazione indipendenti, quali SNMP, Modbus e linea seriale (tra gli altri); completa adattabilità alle situazioni di ingresso più restrittive (per esempio tensioni sino a 340V senza necessità di fare intervenire la batteria); il raddrizzatore è anch'esso (come l'inverter) a IGBT con correzione vettoriale del fattore di potenza, questa tecnologia nel raddrizzatore assicura valori di reiezione armonica in ingresso THDi al di sotto del 3%, nonché valori di fattore di potenza in ingresso prossimi all'unità pf>=0,99; le macchine sono parallelabili senza l'aggiunta di hardware, ovvero senza Main static Switch (commutatore statico centralizzato) e senza l'aggiunta di schede di parallelo, questo si traduce in semplicità, minori costi di investimento, e riduzione di spazio occupato dal sistema.

Codice MIP 251001

MICROCHIP INTRODUCE NUOVI DIGITAL SIGNAL CONTROLLER DSPIC30F A 16-BIT EQUIPAGGIATI CON PWM AD ALTE PRESTAZIONI

Microchip annuncia il potenziamento della sua linea di Digital Signal Controller (DSC) a 16-bit dsPIC® con due nuovi dispositivi. I modelli dsPIC30F5015 e dsPIC30F5016 sono equipaggiati con un PWM avanzato progettato per le applicazioni di controllo motore, di conversione dell'energia e di illuminazione. Le nuove versioni prevedono anche un A/D converter a 10-bit da 1 MSPS e 66 Kbyte di memoria programma Flash. A questo si aggiunge la possibilità di operare alla massima velocità (30MIPS) utilizzando un oscilla-

More Info Please!

Richiedi maggiori informazioni sui contenuti di Fare Elettronica, visita il sito: **www.farelettronica.com/mip**

Oppure compila il modulo "Servizio MIP" ed invialo via fax al numero **02 66508225**

tore interno. Questi dispositivi offrono una soluzione ideale nelle applicazioni che prevedono il pilotaggio di FET di potenza e che richiedono algoritmi di elaborazione avanzati.

I digital signal controller dsPIC sono dispositivi che combinano le robuste periferiche e le capacità di gestione degli interrupt tipiche dei microcontroller a 16-bit ad alte prestazioni con le doti di velocità di elaborazione tipiche di un DSP completo, dando vita a una soluzione single-chip ottimizzata. Tutte le famiglie di MCU e DSP a 16-bit di Microchip condividono le medesime istruzioni core e gli stessi tool di sviluppo e garantiscono – su modelli similari - pin out e periferiche compatibili. Ciò permette ai progettisti di scegliere tra un modello a basso costo quale il PIC24F, un modello ad alte prestazioni quale il PIC24H o un modello con prestazioni DSP aggiuntive quale un DSC dsPIC: il tutto senza essere costretti a revisioni significative del progetto.

Il dsPIC30F5015 e il dsPIC30F5016 operano con alimentazioni da 2.5 a 5.5 volt, caratteristica estremamente importante per l'immunità al rumore analogico e per minimizzare la logica dedicata alla traslazione delle tensioni. I dispositivi sono disponibili in versioni a range di temperatura esteso da -40 a +125 °C.

Tra le ulteriori caratteristiche di spicco si segnalano: 66 Kbyte di memoria programma Flash con funzioni di self-programming, 2 Kbyte di SRAM; 1Kbyte di EEPROM on-chip, PWM avanzato a 8-uscite, con modalità complementare o indipendente, 4 generatori duty-cycle e dead time programmabile, quattro PWM standard, Converter analog-to-digital a 10-bit con fino a 16 canali di segnale, velocità di 1M campioni al secondo, campionamento simultaneo su 4 canali e opzione di trigger PWM, quadrature Encoder Interface per le applicazioni di controllo motore, cinque timer a 16-bit, periferiche CAN, SPI, I²C™ e UART.

Codice MIP 251002

OSCILLATORE DI CLOCK A DIVISIONE DI SPETTRO PROGRAMMABILE CON QUARZO INTEGRATO

Cypress Semiconductor ha annunciato la disponibilità di una nuova opzione di package per il proprio oscillatore a cristallo a divisione di spettro programmabile (SSXO – Spread Spectrum Crystal Oscillator) che racchiude un quarzo di riferimento a elevata frequenza. Questo SSXO viene ora offerto in un package ceramico LCC di dimensioni pari a 5 x 3,2 mm (CY25701LXC), il più piccolo finora disponibile per questo tipo di prodotti. Il pinout, conforme agli standard in vigore a livello industriale, semplifica il processo di sostituzione di altri oscillatori.

Il quarzo presente a bordo di CY25701LXC è stato specificato, progettato e collaudato per operare con i chip a divisione di spettro programmabile della linea PREMIS' (Peak Reducing EMI Solutions).

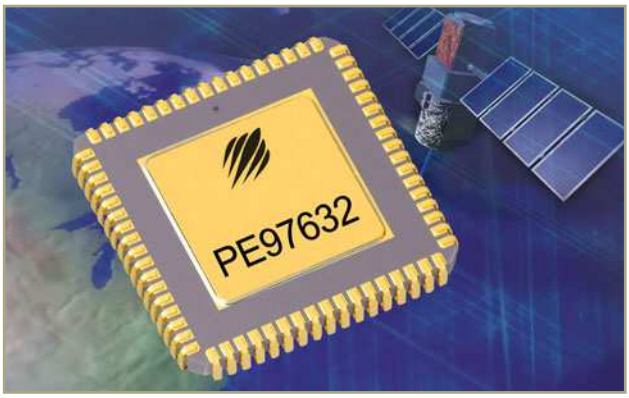
L'integrazione di oscillatore e quarzo già adattati permette ai progettisti di eliminare il ricorso agli oscillatori a cristallo o ai quarzi di ordine elevato, di difficile utilizzo, ottenendo drastiche riduzioni in termini di tempo, costi e ingombri sulla scheda. La possibilità di programmare la frequenza dell'SSXO garantisce la massima libertà nell'impostazione della divisione in termini percentuali dello spettro così da ottimizzare la riduzione delle interferenze elettromagnetiche (EMI).

L'oscillatore CY25701LXC è caratterizzato da un ampio intervallo di frequenza operativa di usci-

ta, consentendo ai progettisti di programmare la frequenza di clock nel range compreso tra 10 e 166 MHz. Al fine di soddisfare i requisiti imposti dagli enti che si occupano di compatibilità elettromagnetica, è possibile programmare la divisione di spettro in percentuali comprese tra lo 0,5 e il 4% per ottimizzare la riduzione delle interferenze EMI. A secondo della particolare applicazione considerata, CY25701 è in grado di garantire una riduzione delle interferenze elettromagnetiche fino a 20 dB utilizzando un'armonica nel caso peggiore.
La nuova versione di CY25701 va ad ampliare l'offerta di Cypress Semiconductor nel settore dei chip per la riduzione delle emissioni EMI programmabili che comprende i dispositivi CY25100 e CY25200: questi ultimi, a differenza di CY25701, richiedono la presenza di un quarzo esterno. CY25701LXC è disponibile in campioni in package LCC a 4 pin.

Codice MIP 251003

PEREGRINE SEMICONDUCTOR PUNTA IN ALTO CON IL BASSO RUMORE DI FASE



Peregrine Semiconductor Corporation ha presentato oggi il PE97632, un sintetizzatore di frequenza PLL fractional-N modulato Delta-Sigma da 3.2 GHz per applicazioni spaziali con basso rumore di fase, come i carichi utili di satellite digitali ad alta capacità. Il nuovo dispositivo è in linea con la tradizionale offerta Peregrine di prodotti eccezionali per le esigenze del mercato aerospaziale e di quello dell'avionica, e si rivolge alla domanda di soluzioni IC con un fattore forma di dimensioni limitate, che cresce con l'affermarsi delle comunicazioni satellitari.
Il PE97632 è l'ultimo arrivato della sua famiglia di prodotti – l'unica linea di circuiti integrati PLL rad-hard a chip singolo del settore – che consente ai clienti di soddisfare le loro esigenze di sintesi delle frequenze per una frazione del costo, tempo e consumo energetico di qualsiasi altra soluzione sul mercato. Oggi le applicazioni spaziali rad-hard che necessitano di questo livello di prestazioni richiedono che la funzione sia sviluppata assemblando fino a cento componenti discreti, una soluzione difficile da ingegnerizzare e fabbricare, che fa salire peso e costi. Compatibile con il suo predecessore, il PE9763, il PE97632 offre un miglioramento di 4-10 dB del rumore in fase di close-in, una performance che esemplifica l'impegno di Peregrine a stabilire gli standard di settore per le prestazioni dei PLL e degli altri prodotti di livello S. Il dispositivo presenta un rumore di fase normalizzato pari a -216 dBc/Hz e, in qualità di dispositivo DSM frac-N, offre una flessibilità completa del piano di frequenze in un solo circuito integrato. Le prestazioni migliorate offerte dal PE97632, includso l'accresciuto margine di capacità e di trasmissione, si traduce direttamente in un significativo valore aggiunto per gli operatori di sistema.

Codice MIP 251004

RS PRESENTA IL NUOVO CATALOGO SU CD

RS Components ha presentato il nuovo catalogo elettronico su CD Rom, che ha validità da Aprile a Settembre 2006 e che sostituisce la precedente versione. Completamente rinnovato, il nuovo CD è ancora più potente e funzionale e consente ai clienti RS di accedere subito a oltre 120.000 prodotti e di navigare in modo semplice ed intuitivo tra le categorie di prodotti. Rispetto all'edizione precedente, il CD si è, infatti, arricchito di oltre 40.000 articoli, provenienti dalla cosiddetta "Offerta Estesa", che vanno ad aggiungersi agli oltre 80.000 del catalogo generale.
Inoltre, grazie all'integrazione con il sito web di RS, è possibile verificare in tempo reale la disponibilità di ogni articolo a stock e creare ordini in

modo più semplice e veloce, grazie alla funzione "Ordine Rapido". Attraverso RS online si accede ad un vero e proprio "magazzino virtuale" all'interno del quale è possibile scoprire in anteprima tutte le ultime novità e ricercare i prodotti per nome, codice o casa costruttrice.
Sempre attraverso rswww.it è possibile visualizzare e stampare oltre 60.000 schede tecniche e datasheet e accedere alla "InfoZone", l'area tecnica ricca di utili informazioni, tabelle di conversione e glossario di termini tecnici.
Infine, non bisogna dimenticare che RS ha anche creato un sito web dedicato alla direttiva RoHS, rohs.it, al quale si può accedere anche direttamente dalla homepage di RS online. All'interno di questa sezione, denominata Knowledge Centre, i clienti possono trovare tutte le informazioni sui prodotti e i componenti soggetti alla direttiva ed essere costantemente aggiornati sulle ultime novità in materia.

Codice MIP 251005

ERNI OFFRE CONNETTORI DIN IN CONFEZIONE TAPE-AND-REEL

ERNI offre dei connettori DIN con terminazione THR (Thru Hole Reflow) in confezione tape-and-reel per il montaggio totalmente automatico. Questo packaging consente di processare in modo automatico ed economico anche questi componenti relativamente grossi. I primi connettori standard conformi DIN 41612/IEC 60603-2 con terminazione THR in packaging tape-and-reel vengono già utilizzati nelle produzioni in volumi di un cliente ERNI operante nel settore delle telecomunicazioni.
Su richiesta, ERNI offre ai propri clienti varianti DIN in confezione tape-and-reel con alloggiamenti neri e pad di pick & place. Questo permette di automatizzare totalmente la gestione con le macchine di placement SMT. Tale possibilità consente anche di saldare la scheda con un'unica operazione evitando interventi manuali o saldature specifiche, aumentando perciò la qualità e riducendo la quantità di spazio e di risorse operative necessarie per la produzione.
Le varianti utilizzate sfruttano un alloggiamento di isolamento realizzato in termoplastica resistente al calore. Di conseguenza, i connettori possono essere saldati utilizzando le tecniche ad onda o a riflusso, senza fili e in totale conformità alla direttiva RoHS dell'Unione Europea. Per la versione THR, sono disponibili i seguenti tipi: C, C/2, C/3, CD, R, R/2, R/3 e RD.
L'uso delle terminazioni THR-SMT permette di sfruttare tutti i vantaggi del montaggio automatico SMT senza particolari ripercussioni sul layout. Per questa ragione, ERNI ha già potenziato le varie serie di connettori esistenti con versioni dotate di terminazione THR.
ERNI propone un vasto spettro di connettori conformi DIN 41612/ IEC 60603-2. L'offerta parte dai modelli a 2 e 3 righe standard e arriva alle versioni a 4 e 5 righe ad alta densità (fino a 160 pin). A questi si aggiungono connettori DIN per l'alimentazione. Sono disponibili inoltre varianti con differenti tipi di terminazione (press-fit, dip-soldering, wire-wrap e a cripare) nonché con terminazioni THR.

Codice MIP 251006

TERIDIAN SEMICONDUCTOR INIZIA LA DISTRIBUZIONE IN VOLUMI DI PRODUZIONE DEI RICETRASMETTITORI SFP IN RAME STM1E-SFP

Teridian Semiconductor ha annunciato oggi l'inizio della distribuzione in volumi di produzione dei ricetrasmettitori SFP in rame STM1E-SFPxx per interfacce elettriche STM-1e a 155 Mbps. La combinazione della collaudata famiglia di circuiti integrati 78P235x Teridian e l'esperienza di Bel Fuse nella produzione di moduli di telecomunicazione integrati, STM1E-SFPxx offre ai costruttori di apparecchiature ottiche di rete una soluzione semplice e collegabile che assicura conformità alle specifiche relative a jittering, perdita di ritorno, protezione da picchi di corrente e specifiche per le interfacce elettriche STM-1/STS-3.
Dal lato del supporto STM1E-SFPxx si collega ad una coppia di cavi non bilanciati a 75 Ohm tramite connettori coassiali DIN 1.0/2.3. Sul lato host un'interfaccia collegabile conforme agli standard MSA (Multi-Source Agreement) per ricetrasmettitori SFP (Small Form-factor

Pluggable) consente l'interoperabilità con i sistemi esistenti progettati appositamente per i sistemi ottici OC3/STM1o collegabili. Una EEPROM seriale consente l'accesso alla tecnologia dei ricetrasmettitori e alle informazioni di identificazione.
Fino ad oggi sono stati implementati più di 15.000 SFP utilizzando il circuito integrato 78P2351R PHY Teridian, mentre altre 70.000 porte dell'IC 78P235x Teridian sono state installate in schede di linea E4/STM-1e dedicate. Teridian offre sia la versione standard che OEM dell'STM1E-SFPxx, in aggiunta alle versioni del circuito integrato 78P235x a uno e due canali.

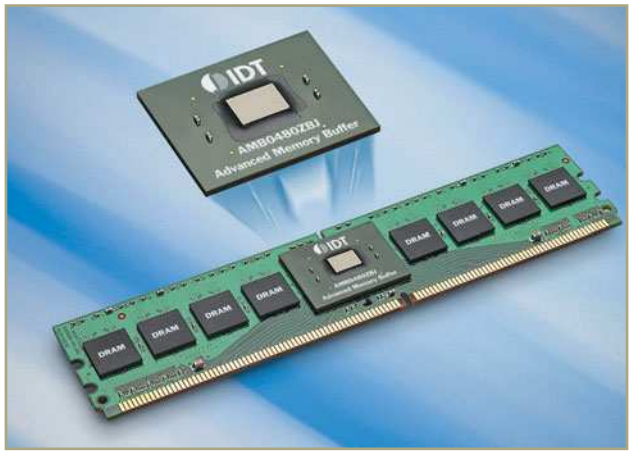
Codice MIP 251007

NUOVI FPGA STRATIX II GX: ALTERA POTENZIA IL SUPPORTO PER LO SVILUPPO DI APPLICAZIONI AD ALTA VELOCITÀ

Altera Corporation annuncia di avere iniziato a consegnare il nuovo dispositivo Stratix® II GX EP2SGX90E e il relativo kit di sviluppo. Dotato di 12 transceiver e di 90.960 elementi logici equivalenti (LE), il dispositivo EP2SGX90E è il primo membro della famiglia di FPGA Stratix II GX disponibile per la consegna ai clienti.
Il kit di sviluppo "signal integrity" associato agli FPGA Stratix II GX offre una piattaforma ideale per la valutazione e la validazione dell'integrità dei segnali dei transceiver a 6,375-Gbps. Questo kit di sviluppo offre tutto il necessario per la validazione dell'interfacciamento backplane ad alta velocità, nonché per le comunicazioni chip-to-chip e per le applicazioni di protocol-bridging. Il kit prevede numerose opzioni di configurazione, un flessibile schema di temporizzazione e una porta USB d'interfacciamento col PC che facilita il plug-and-play.
Progettata per soddisfare le esigenze di integrità dei segnali e di contenimento dei consumi dei progetti ad alta velocità, la famiglia di dispositivi Stratix II GX rappresenta la terza generazione di FPGA Altera con transceiver embedded. Dotati fino a 20 transceiver low-power con velocità tra 622 Mbps e a 6,375 Gbps, gli FPGA Stratix II GX offrono una soluzione programmabile completa ideale per le applicazioni e i protocolli che richiedono prestazioni di comunicazione seriale ad alta velocità. Tra i protocolli di questo tipo si segnalano PCI Express, Serial Digital Interface (SDI), XAUI, SONET, Gigabit Ethernet, SerialLite II, Serial RapidIO™ e Common Electrical Interface 6-Gbps Long Reach and Short Reach (CEI-6G-LR/SR).

Codice MIP 251008

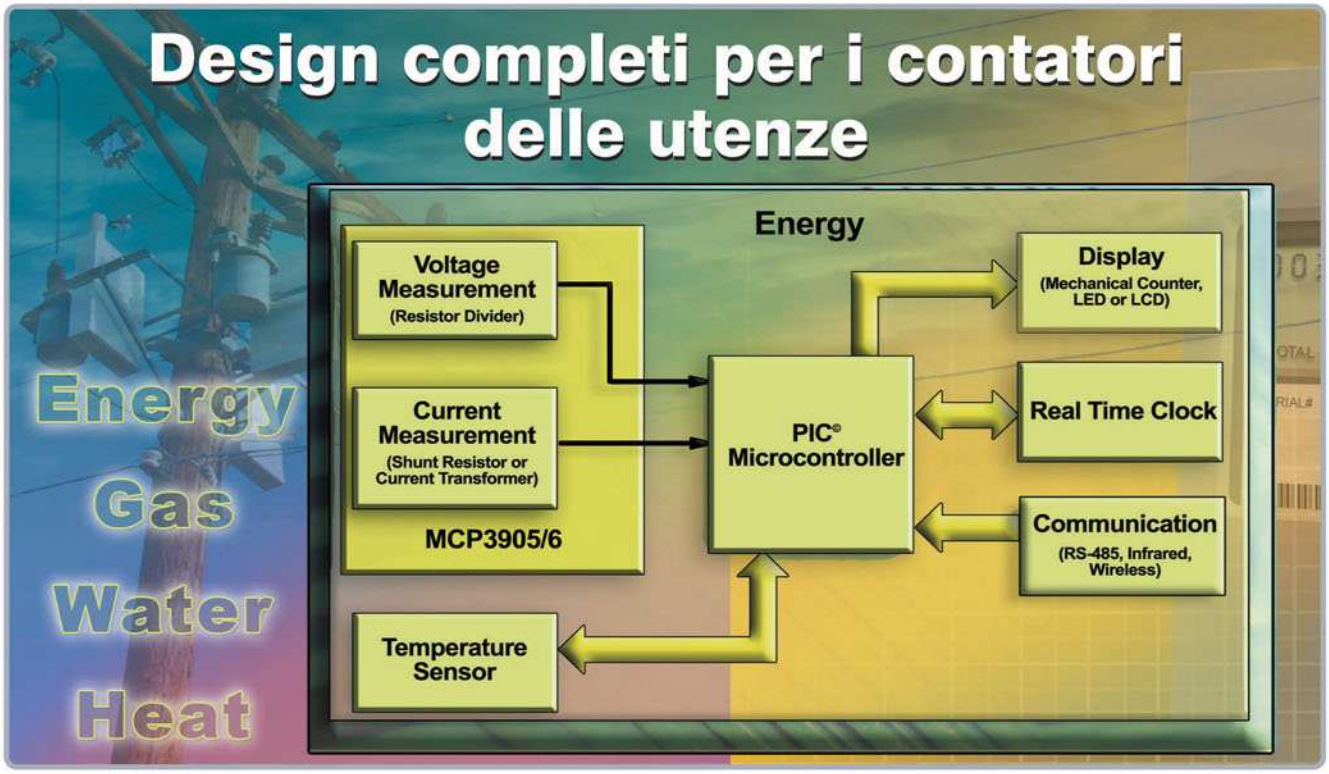
IDT OFFRE PER PRIMA, IN PRODUZIONE, I NUOVI DISPOSITIVI AVANZATI DI MEMORIA PER DIMM FULLY BUFFERED



IDT™ (Integrated Device Technology, Inc.) annuncia che i suoi dispositivi AMB (advanced memory buffer) hanno superato il processo di validazione di Intel Corporation e sono ora disponibili per la consegna in volumi. IDT è il primo fornitore AMB a tagliare questo traguardo.
Consentendo la realizzazione di moduli di memoria "fully buffered dual in-line" (FB-DIMM), i dispositivi AMB permettono di incrementare le velocità e le capacità di memoria di server e workstation, contribuendo in tal modo a garantire funzionalità di data-processing ancora superiori.
Integrati in un FB-DIMM, i dispositivi AMB IDT gestiscono il buffering, l'acquisizione e la distribuzione dei dati di ciascun DIMM, coprendo un ruolo di blocco costruttivo basilare per i server e le workstation ad alta velocità della nuova generazione.

Codice MIP 251009

Design completi per i contatori delle utenze



Sappiamo tutti che l'accuratezza, l'affidabilità e il costo totale del sistema sono fattori importanti nelle applicazioni di misurazione per le utenze. La completa linea di prodotti Microchip di microcontroller a 8 e 16 bit, circuiti integrati per la misurazione dell'energia, componenti analogici e EEPROM seriali vi permettono di gestire direttamente economici display LED e LCD, aggiungere funzioni di comunicazione wireless per la lettura automatizzata dei contatori e implementare tecniche antimanomissione, avvantaggiandosi di design a basso consumo con tecnologia nanoWatt e integrando un orologio in tempo reale per piani tariffari avanzati.

Circuiti integrati per la misurazione dell'energia (Conformi IEC)

Device	Dynamic Measurement	Typical Measurement Accuracy	Gain	Typical Voltage Reference Drift	Typical Supply Current	Supply Voltage Range (V)	Temperature Range (°C)	Features
MCP3905	500:1	0.1%	1, 2, 8, 16	15 ppm	4 mA	4.5 to 5.5	-40 to 85	Active (real) power pulse output
MCP3906	1000:1	0.1%	1, 8, 16, 32	15 ppm	4 mA	4.5 to 5.5	-40 to 85	Active (real) power pulse output

Microcontroller

Device	Flash Program Memory Bytes	EEPROM Data Memory Bytes	Data RAM Bytes	I/O	Analog (10-bit)	Compa-rators	Serial USART/ I²C™/SPI™	CCP/ PWM	LCD Segments	TMR 8-bit/ 16-bit	Pins
PIC16F76	14336	—	368	22	5 (8-bit)	—	I²C/SPI/USART	2	—	2/1	28
PIC16F876A	14336	256	368	22	8	2	I²C/SPI/AUSART	2	—	2/1	28
PIC16F917	14336	256	352	36	8	2	I²C/SPI/AUSART	2	4x24 (96)	2/1	40/44
PIC16F946	14336	256	336	53	8	2	I²C/SPI/AUSART	2	4x42 (168)	2/1	64
PIC18F8490	16834	—	768	66	12	2	I²C/SPI/EUSART/AUSART	2	4x48 (192)	1/3	80

Visitate l'Utility Metering Design Center all'indirizzo www.microchip.com/meters per le note applicative, i design di riferimento, i tool di sviluppo e molto altro.

KEVIN SCHURTER
www.kevin.it
Tel: +39 02 30465311 Fax:+39 02 33200917

Now Pb-free!

MICROCHIP
www.microchip.com/meter

Codice MIP 251013

Il nome e il logo Microchip sono marchi registrati di Microchip Technology Incorporated negli USA e in altri paesi. I²C è un marchio commerciale diPhilips Corporation. SPI è un marchio commerciale di Motorola. Tutti gli altri marchi commerciali e marchi registrati appartengono ai rispettivi proprietari. © 2006 Microchip Technology Inc. Tutti i diritti riservati. ME150Ita/104.06-D

Rubrica di appuntamenti, manifestazioni ed eventi nel mondo dell'elettronica

Gli eventi di MAGGIO 2006

06-07 MAGGIO 2006
GRANDE FIERA DELL'ELETTRONICA

La Grande Fiera del Elettronica di Forlì, presenta una ricchissima offerta di elettronica professionale e di consumo a prezzi concorrenziali. Coprotagonisti della rassegna le radio d'epoca, i dischi e cd da collezione ma soprattutto il Flight Simulator Show, la mostra evento dedicata al volo simulato che raduna esperti ed appassionati di questo emozionante sport da tutta Italia.
Nell'ambito del Flight Simulator Show si svolge il VIII° Contest Trofeo Fabio Fanelli, organizzato da PVI - Piloti Virtuali Italiani. Uno spettacolo avvincente, con acrobazie e combattimenti, proiettato su maxschermo con il commento in diretta delle varie fasi di gara. Accanto al PC hardware e software la fiera propone tantissimi altri prodotti utili a prezzi convenienti mentre per il pubblico più specializzato l'offerta si concentra su componenti singoli, parti di ricambio e pezzi rari che non si trovano più "a magazzino".

Informazioni utili:
Fiera di Forlì - Forlì (FC)
Organizzazione Blu Nautilus
www.blunautilus.it - Tel. 0541.53294
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 7,50)

Codice MIP 251301

20-21 MAGGIO 2006
13° MARC DI PRIMAVERA

Il MARC offre una panoramica completa di attrezzature e componentistica radioamatoriale, ma anche antenne e parabole satellitari, decoder, stampa specializzata e accessori per i telefoni cellulari. Ampia l'offerta di radio d'epoca e di apparecchi televisivi anni '50-'70.

Informazioni utili:
Quartiere Fieristico – GENOVA
Organizzazione Studio Fulcro
www.studio-fulcro.it Tel. 010.561111
Orario dalle 9:00 alle 18:30

Codice MIP 251302

25 MAGGIO 2006
M2M FORUM 2006

M2M Forum, dedicato al mondo della comunicazione tra macchine, è da cinque anni l'evento di riferimento del settore, nonché il maggiore a livello europeo, aiutato dal fatto che il mercato italiano dell'M2M è il terzo al mondo, superato solo da USA e Giappone e con oltre 1300 operatori attivi. Occasione ideale quindi l'edizione 2006 dell'M2M Forum per tirare le somme della situazione e azzardare qualche previsione per il futuro, soprattutto riguardo lo scenario più vicino, quello italiano. Da questa edizione saranno lanciati i primi M2M Awards dedicati a tutti i progettisti con nuove business idea o prodotti da realizzare nel mondo machine-to-machine. Gli Award saranno realizzati in collaborazione con associazioni e media partner del settore Elettronico e IT e saranno aperti alle aziende italiane operanti nel settore. In co-location si svolgerà Smart Sensor Summit, dedicato al mondo dei sensori e alle numerose applicazioni che stanno affermandosi in diversi settori industriali, e Power Line Communication Forum, dedicato al futuro della trasmissione dati su rete elettrica.

Informazioni utili:
Crowne Plaza Hotel
San Donato Milanese (MI)
Organizzazione Wireless srl
www.wirelessforum.it - Tel. 02.48100306
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (ingresso gratuito)
Principali espositori:
- **Inware srl** - www.inware.it

Codice MIP 251303

Sei l'organizzatore di una manifestazione del settore?
Registrala all'indirizzo **www.farelettronica.com/eventi**
e sarà pubblicata gratuitamente in questo spazio!

25 MAGGIO 2006
RF-ID FORUM 2006

Giunto alla sua terza edizione annuale e supportato dagli ottimi risultati ottenuti, RF-Id Forum è un'occasione esclusiva in cui sarà possibile confrontarsi sulle caratteristiche tecniche delle tecnologie di identificazione automatica, sugli ultimi sviluppi, sulle implicazioni legali e sulle principali offerte del mercato. L' RF-Id Forum si avvale del contributo di esperti e di testimonianze dalle aziende per presentare i benefici in termini di visibilità di informazioni nella Supply Chain, di rintracciabilità di prodotto e di anticontraffazione. Costruttori, system integrator e service provider impegnati nello sviluppo di soluzioni e servizi basati sullo standard EPC (Electronic Product Code), ma non solo, potranno incontrare un pubblico altamente professionale e selezionato a cui presentare le più recenti tecnologie, prodotti e servizi dedicati a questo mercato. Il Forum, organizzato su un'unica giornata, affianca la parte convegnistica -costituita da una sessione plenaria di ampio respiro culturale e da workshop tecnici o marketing oriented –a un'area dimostrativa e di incontro attigua, vero punto di incontro e di scambio per la business community.

Informazioni utili:

Crowne Plaza Hotel
San Donato Milanese (MI)
Organizzazione Wireless srl
www.wirelessforum.it - Tel. 02.48100306
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (ingresso gratuito)

Codice MIP 251304

03-04 GIUGNO 2006
RADIANT AND SILICON

L'evoluzione della comunicazione. Mostra-mercato di elettronica, informatica, telefonia, radiantismo, editoria, tv satellitare, hobbistica, surplus, radio d'epoca. Attualmente Radiant And Silicon, che si sviluppa su una superficie espositiva superiore ai 10.000 mq. coperti, con più di 180 espositori per edizione ed oltre 40.000 visitatori annui, è considerata la più importante Mostra-Mercato nazionale del suo settore.

Informazioni utili:

Parco Esposizioni Novegro - Segrate (MI)
Organizzazione Comis
www.parcoesposizioninovegro.it - Tel. 02.7562711
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 8,50)

Principali espositori:

- **Inware edizioni srl** - www.inwaredizioni.it

Codice MIP 251305

03-04 GIUGNO 2006
COMPUTERFEST & RADIOAMATORE

In questo evento sarà possibile osservare, confrontare, ed acquistare singoli componenti, periferiche, software e personal computer, apparati radio e componentistica radioamatoriale, home entertainment (tv-sat, dvd, antenne), telefonia fissa e mobile, editoria specializzata, fai-da-te elettronico, attrezzature e strumentazioni varie.
Dal sito www.compendiofiere.it, è possibile scaricare le riduzioni per il biglietto d'ingresso.

Informazioni utili:

Fiera di Malpensa – Busto Arsizio (VA)
Organizzazione Compendio Fiere srl
www.compendiofiere.it - Tel. 337.676719
Orario dalle 9:00 alle 18:00 (€ 6,00)

Principali espositori:

- **Inware edizioni srl** - www.inwaredizioni.it

Codice MIP 251306

Se sei un espositore e vuoi comparire gratuitamente in questo elenco, registrati all'indirizzo www.farelettronica.com/eventi

Scrivete a:
MAILBOX
REDAZIONE DI
FARE ELETTRONICA
Inware Edizioni s.r.l.
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano (MI)

Oppure inviate un'email a:
mailbox@farelettronica.com

Mailbox

Questa rubrica ospita le richieste più interessanti pervenute dai lettori. Per quanto possibile verrà data risposta a tutte le richieste pervenute via email.

UN SENSORE DI VIBRAZIONI

Sto cercando lo schema di un sensore di vibrazioni che visualizzi su una barra a LED l'entità delle vibrazioni meccaniche di un motore elettrico.

Mario Tosi

Una semplice soluzione è impiegare un cicalino piezoelettrico come sensore. I materiali piezoelettrici, infatti, funzionano in maniera reversibile: se sollecitati con un segnale elettrico producono una vibrazione, viceversa se sollecitati con una vibrazione, producono un segnale elettrico. Il circuito di figura 1 sfrutta questa tensione per pilotare un LM3915 il quale accende 10 led in funzione della tensione di ingresso (quindi dell'entità della vibrazione).

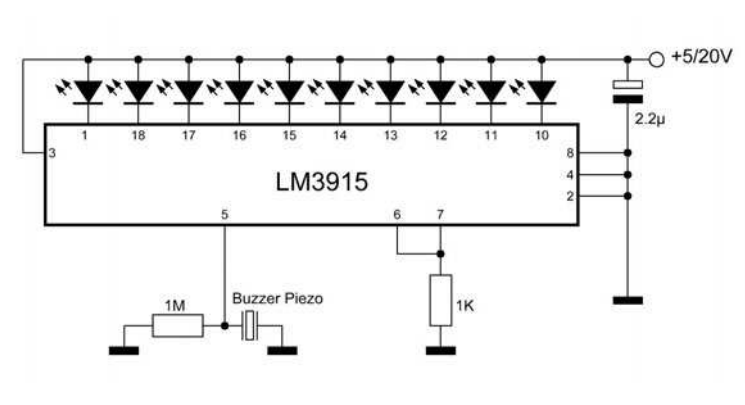


Figura 1

ALLARME ONDE STAZIONARIE

Possiedo una radio CB ed un rosmetro per la misura del ROS. Vorrei aggiungere un LED di segnalazione che si illumini quando il livello di onde stazionarie supera quello di guardia. È possibile autocostruire un circuito simile?

Marco Andana

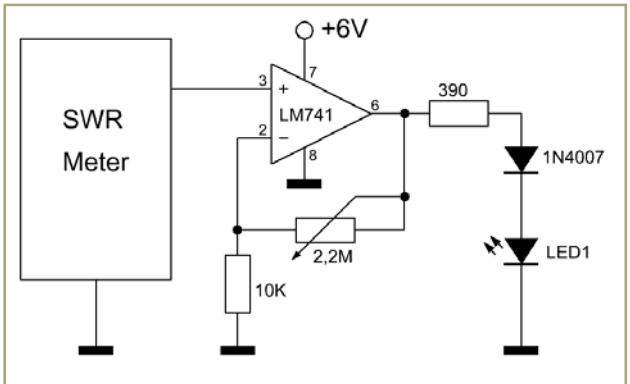


Figura 2

Essendo già in possesso di uno strumento per la misura del livello del ROS, è sufficiente collegare in parallelo allo strumento un operazionale montato come comparatore.
Lo schema di figura 2 mostra l'impiego di un LM741 alla cui uscita è collegato un diodo LED. Il potenziometro dovrà essere regolato in modo che il LED si accenda solo quando il Rosmetro supera il valore di guardia.
In alternativa al LED può essere montato anche un cicalino piezoelettrico da 6V rimuovendo la resistenza da 390ohm.

SEGNALAZIONE RITARDATA

Gradirei veder pubblicato lo schema di un circuito che segnali, con un suono, la presenza di luce con un ritardo di 10 secondi.

Andrea Alcisi

“Richieste, chiarimenti, dubbi e commenti dai lettori”

Il circuito di figura 3 soddisfa le richieste del nostro lettore. Il potenziometro da 1Mohm permette la regolazione del ritardo di segnalazione da 5 a 30 secondi, mentre il trimmer da 2,5Kohm regola la frequenza del suono di allarme tra 4 a 10KHz.

Il sensore è una comune fotoresistenza che quando colpita dalla luce diminuisce il suo valore polarizzando il transistor il quale permette alla tensione di alimentazione di raggiungere lo stato oscillatore costituito da porte NAND COMS.

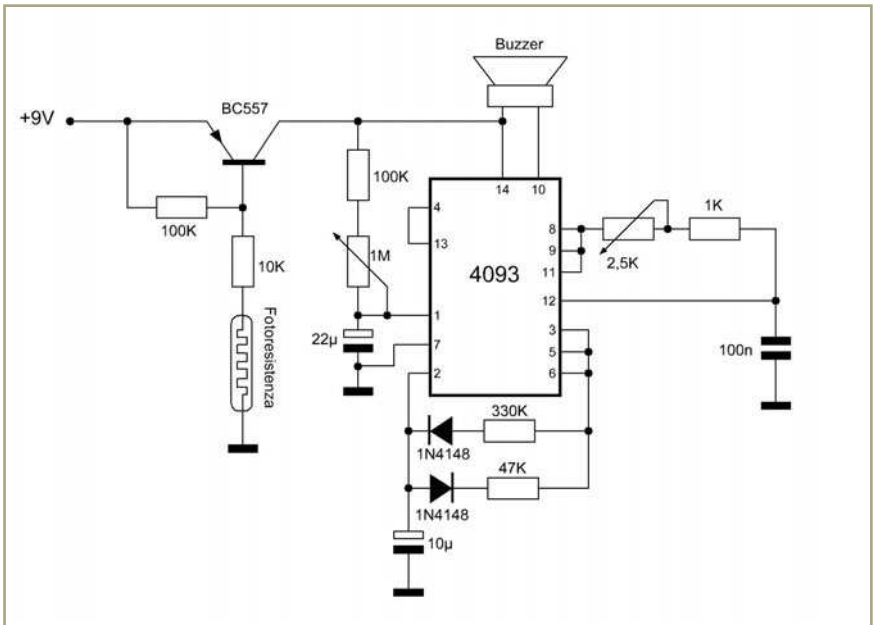


Figura 3

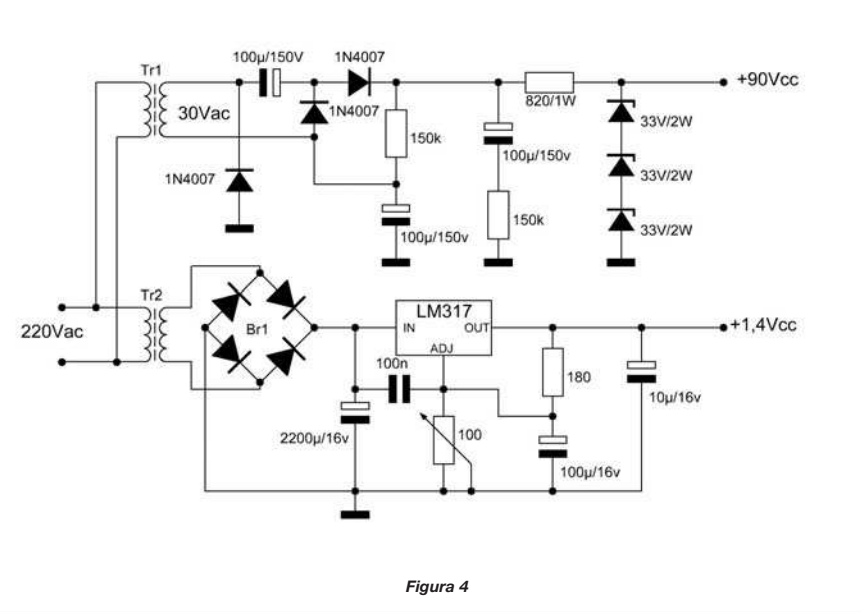


Figura 4

VECCHIE VALVOLE AD ACCENSIONE DIRETTA

Ho recuperato diverse valvole ad accensione diretta ma essendo prive di catodo avrei bisogno di un circuito che generi le corrette tensioni di polarizzazione. Vorrei sapere quali sono le tensioni necessarie e, se possibile, mi sarebbe utile avere un circuito per la loro generazione.

Giovanni Andreini

Le valvole ad accensione diretta sono ormai in disuso da diversi anni ed erano destinate ai primi apparecchi portatili quindi alimentati a batteria.

Le tensioni di polarizzazione sono di 1,4Vcc per il filamento e di 90Vcc per la tensione anodica. Tali tensioni possono essere facilmente ottenute con il circuito di figura 4. La tensione anodica viene ottenuta con un triplicatore di tensione a partire dal secondario del trasformatore da 30Vac, mentre la tensione per il filamento viene ottenuta impiegando un LM317.

Dal blocco note di Fare Elettronica una raccolta di idee da tenere sempre a portata di mano.

Notepad

Questa rubrica ha lo scopo di fornire degli schemi applicativi o idee di progetto dei componenti elettronici più interessanti, selezionati per voi dalla redazione. Tutti gli schemi presentati sono elaborazioni di quelli ufficiali proposti dai produttori nella documentazione ufficiale.

ANTENNA ATTIVA PER AM/FM/SW

In figura 1 una antenna attiva per la ricezione di segnali AM, FM e in onde corte (SW). L'induttore L1 dovrà essere scelto in base all'applicazione: 470µH per FM e AM, 20µH per ricezione in SW.
L'antenna può essere alimentata a 9V con una semplice batteria alcalina, nel caso venga utilizzato un alimentatore si dovrà aggiungere un condensatore da 40nF tra i due poli di alimentazione. Il JFET utilizzato è un MPF102 rimpiazzabile anche con un NTE451. L'antenna può essere realizzata con uno spezzone di cavo di 30-50cm.

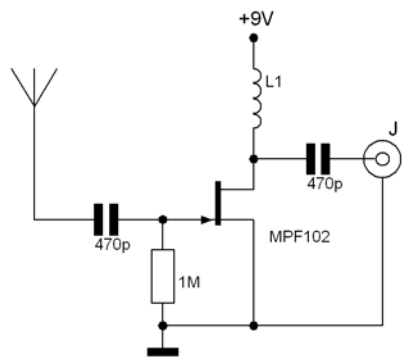


Figura 1

PROVA-TELECOMANDI IR

Utilizzando un sensore IR recuperato da un vecchio televisore è possibile costruire un semplice prova-telecomandi realizzando il circuito di figura 2. In questo circuito la ricezione di un segnale infrarosso polarizza il transistore che provoca l'accensione del LED e l'eccitazione del buzzer.
Il circuito non riconosce il codice emesso dal telecomando, ma indica semplicemente la presenza del segnale IR.

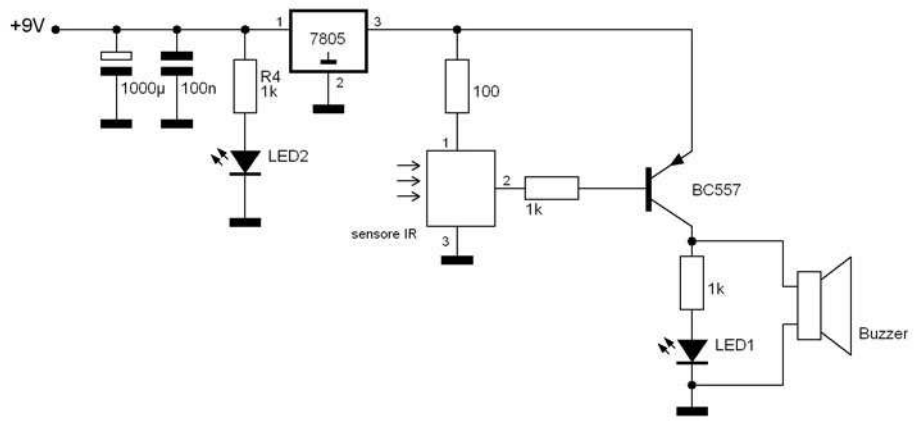
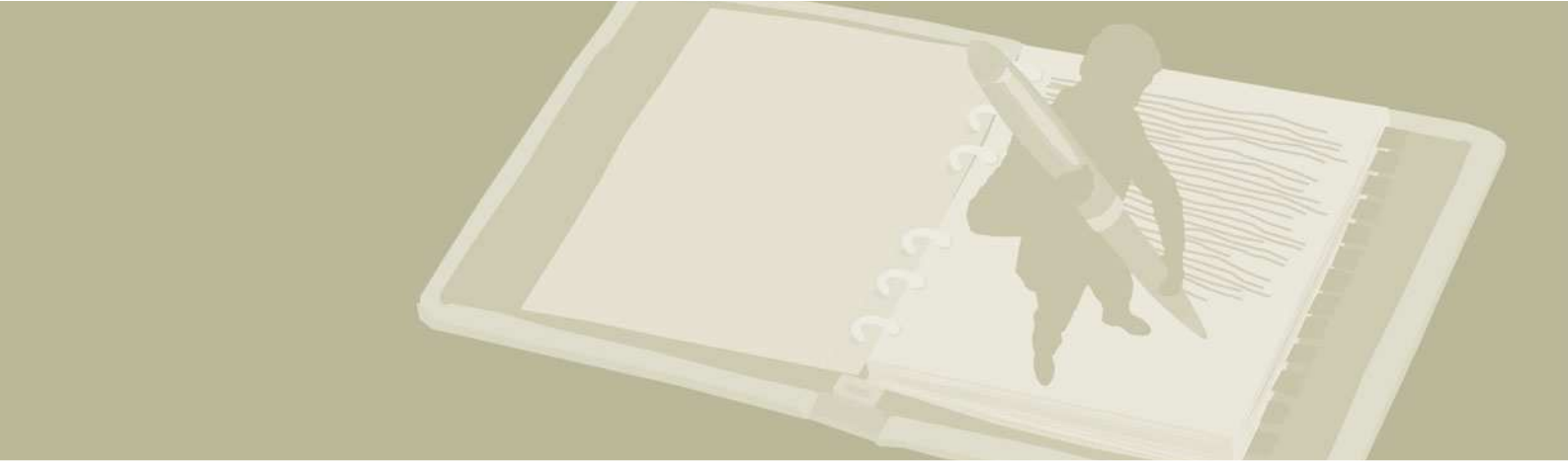


Figura 2



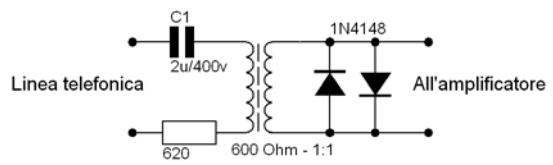


Figura 3

ESTRAZIONE DEL SEGNALE AUDIO DA UNA LINEA TELEFONICA

Il circuito di figura 3 permette l'estrazione del solo segnale audio da una linea telefonica durante una conversazione.
Il condensatore blocca eventuali componenti continue presenti sulla linea, mentre la resistenza limita il carico sulla linea. Il trasformatore consente l'isolamento della linea telefonica e fornisce in uscita un segnale di circa 100mV.

RELÈ A STATO SOLIDO

In figura 4 una idea di progetto per la realizzazione di un relè privo di parti meccaniche in movimento.

Applicando una tensione all'ingresso compresa tra 5 e 25V il carico viene messo sotto tensione grazie all'eccitazione del triac. Il circuito può lavorare indifferentemente a tensioni di 115/220Vac con carichi non superiori al KW. Il fotoaccoppiatore garantisce l'isolamento galvanico tra la parte di potenza e quella di controllo. L'assorbimento all'ingresso di comando non supera i 5 mA.

CONTROLLO DI LIVELLO CON LM1830

Il circuito integrato LM1830 nasce per applicazioni di controllo di livello per fluidi conduttivi. Il chip genera un segnale in alternata che attraversa il liquido mediante una coppia di sonde applicate al serbatoio. Le sonde possono essere costituite da semplici viti fissate al serbatoio ed isolata dallo stesso (come mostra la figura 5). Il circuito di figura 5 consente l'applicazione del segnale di monitoraggio attraverso gli switch interni di un CD4016 e l'attivazione di un relè per il pilotaggio di una elettropompa.

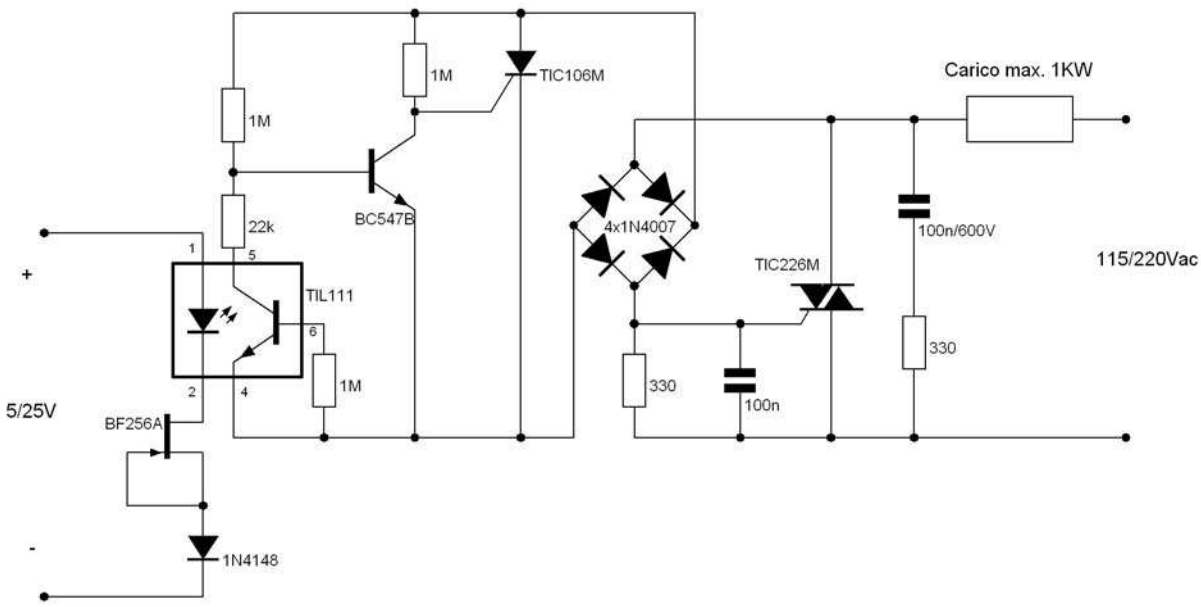


Figura 4

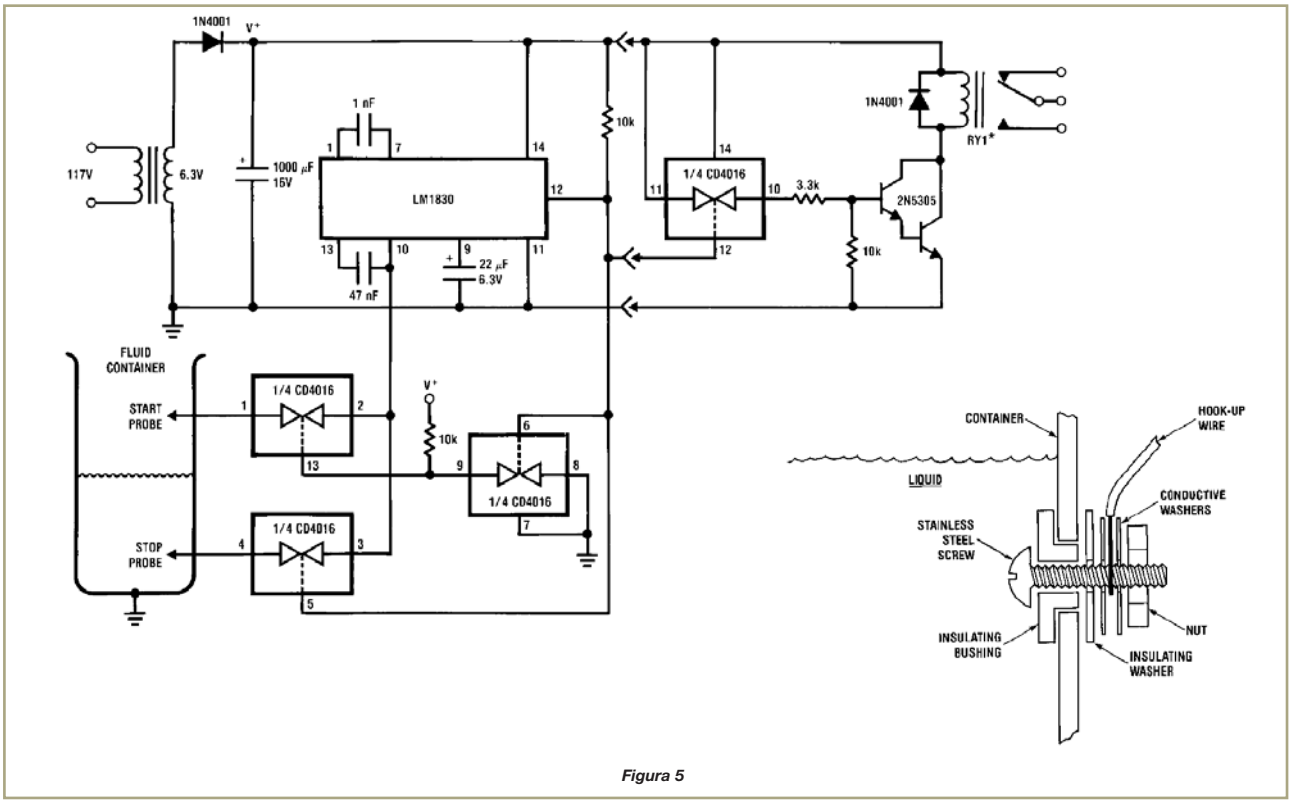


Figura 5

AMPLIFICATORE PER STRUMENTAZIONE

La figura 6 mostra un amplificatore differenziale per strumentazione con guadagno impostabile mediante un singolo resistore.
Il guadagno è dato infatti da 0,0001R6. Il blocco di reazione permette di mantenere un alto valore del rapporto di reiezione di modo comune anche al variare del guadagno.
Nel circuito di figura il CMRR vale 60dB. Il trimmer da 1K consente il bilanciamento delle uscite per la compensazione dell'offset.

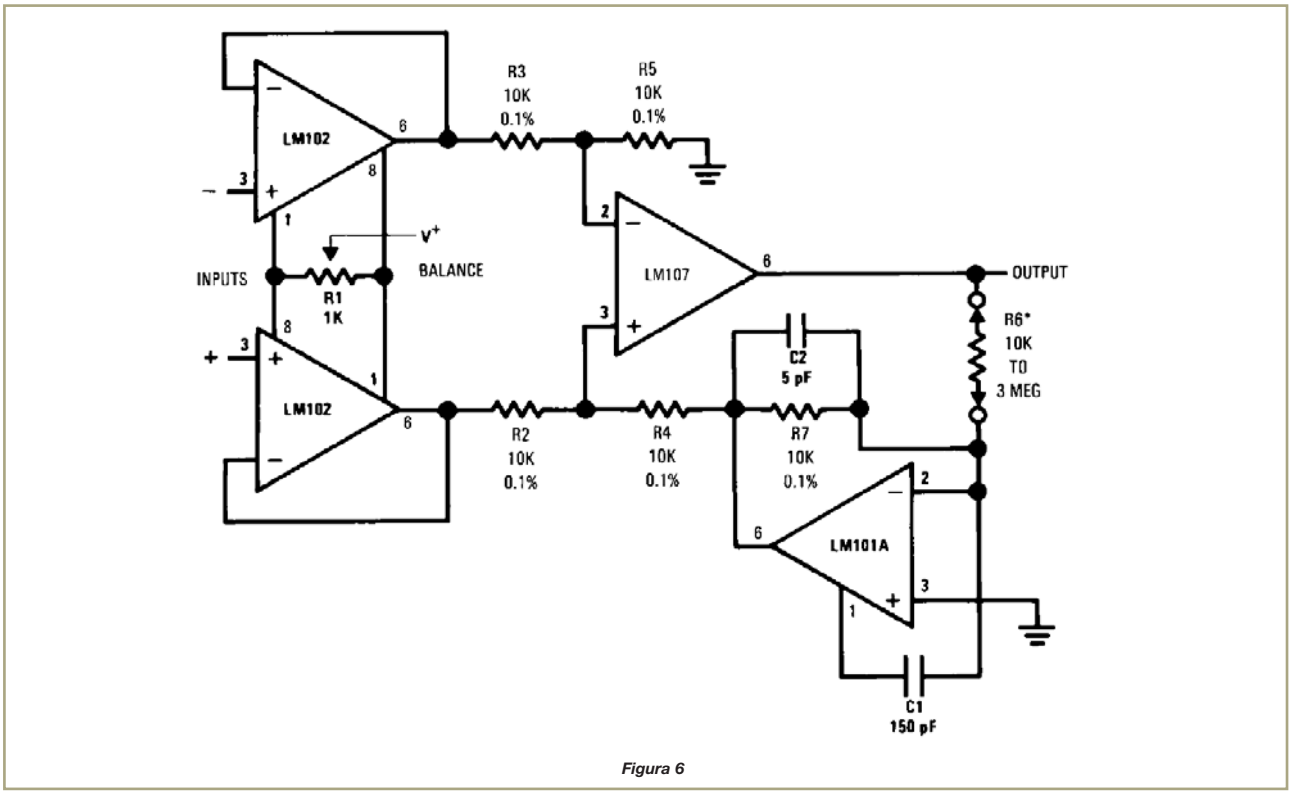


Figura 6

m2m FORUM 2006

V edizione

L'UNICO EVENTO ITALIANO DEDICATO AL MONDO DELLA COMUNICAZIONE TRA MACCHINE

I TEMI PRINCIPALI:

- **Wireless Modules**: i nuovi moduli e terminali embedded GSM/GPRS e le soluzioni integrate pensate per i mercati automotive e telemetry
- **Terminali standard e specializzati**: saranno presentati i nuovi PDA con connessioni GSM/GPRS, Bluetooth e i terminali WIRELESS specializzati
- **Telecontrollo e telemetria**: tutte le soluzioni hardware e software pronte per essere personalizzate sulle specifiche esigenze del cliente finale (public utilities, consorzi, enti locali)
- **Sicurezza e Home Automation**: soluzioni verticali per il mercato della sicurezza veicolare, domestica, personale e per la gestione remota delle abitazioni

25 Maggio 2006

Crowne Plaza Milan Linate
Via K.Adenauer, 3
San Donato Milanese
20097 - Milano

organizzato da:

wireless
Where events become business

SPECIALE

INTEGRAZIONE DELLE SOLUZIONI RF-ID NELLE APPLICAZIONI M2M

In contemporanea:

forum 2006
rfid

NOVITA'

IL PRIMO EVENTO ITALIANO DEDICATO AI SENSORI INTELLIGENTI

3S smart sensor summit

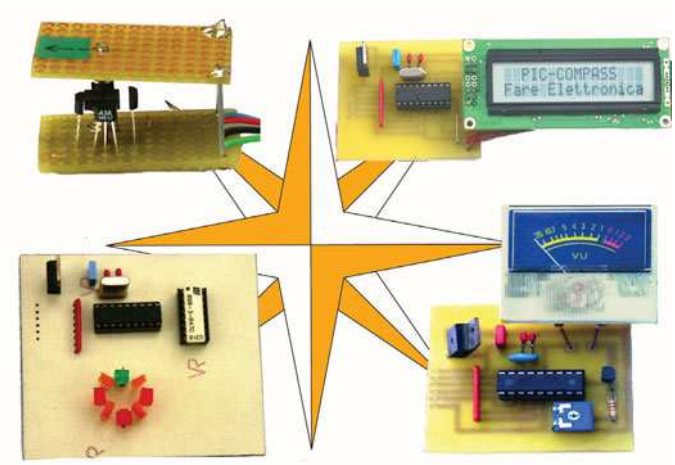
INGRESSO GRATUITO RISERVATO AGLI OPERATORI DEL SETTORE

www.m2mforum.com

Codice MIP 251021

PIC-COMPASS:

Vi proponiamo tre bussole elettroniche che impiegano un PIC16F84. La prima bussola possiede un indicatore di direzione a led, la seconda un display LCD e l'ultima, dedicata ai cultori della segnalazione ad ago, mostra i punti cardinali attraverso un V-meter analogico.



La bussola è un dispositivo di orientamento, atto quindi ad individuare un determinato punto, sia esso un polo o una sorgente magnetica. La sua invenzione è attribuita ai cinesi, che nei tempi antichi sfruttavano il campo magnetico come forma di spettacolo.
Questi riuscivano a sorprendere gli spettatori lanciando alla rinfusa delle frecce magnetizzate che "per magia" si allineavano tutte nella stessa direzione (verso il nord).
Successivamente questo strumento venne adottato dapprima in Europa, precisamente nel Mar Mediterraneo dove l'impiego è stato attribuito a Flavio Gioia di Amalfi. Sembra infatti, che i marinai arabi abbiano iniziato ad usarla soltanto nella seconda metà del tredicesimo secolo, imparandone l'uso dagli europei.
Prima dell'avvento della bussola, la navigazione si attuava grazie all'orientamento astronomico, purtroppo questa tecnica dava non pochi problemi a cielo coperto. Difatti nel Mar Mediterraneo venivano esclusi dal periodo di navigazione i mesi tra ottobre ed aprile proprio a causa della mancanza visibilità del cielo.
L'introduzione della bussola nel sistema di navigazione comportò la possibilità di navigare anche nei mesi invernali, incrementando così anche il commercio marittimo.
Non bisogna tralasciare che esistono anche altri tipi di bussole a seconda del fenomeno fisico a cui sono sensibili ma soprattutto in funzione dei diversi sistemi di rilevamento dei riferimenti azimutali.
Di conseguenza oltre alla bussola magnetica, che dispone il proprio ago sul meridiano Nord-Sud dei poli magnetici, possiamo trovare anche la bussola giroscopica e la bussola solare.
La bussola giroscopica o girobussola, è un particolare tipo di strumento di navigazione per rilevare una direzione fissata, non stabilita dal campo magnetico terrestre, ma dalle sue proprietà giroscopiche.
Questo sistema infatti, indica il nord geografico invece del polo nord magnetico. È Costituita da una ruota che per effetto della rotazione tende a mantenere il suo asse sempre nella stessa direzione. La ruota è mantenuta ininterrottamente in rotazione da un motore elettrico o da un motore ad aria compressa.
Dal momento che la Terra ruota, un osservatore sulla superficie terrestre può osservare che l'asse del giroscopio compie una rotazione ogni 24 ore, puntando sempre nella stessa direzione rispetto

3 bussole elettroniche

di Andrea Perilli

alle stelle fisse (per esempio la stella polare).
La bussola solare sfrutta l'uniformità della velocità angolare di rotazione della terra sul proprio asse e il principio per cui il sole giace sui 24 meridiani ad ogni ora diversa. Questa bussola è utilizzata per esempio per la navigazione delle calotte polari dove il Nord e il Sud perdono significato. La bussola a cui ci riferiremo in questo progetto sarà la più comune: la bussola ad ago magnetico.

Struttura di una bussola

Chi può dire che almeno una volta non abbia avuto tra le mani una bussola? Tutti sanno che il suo ago è stato magnetizzato in modo che la sua punta rossa indichi sempre il Nord Magnetico. Pochi però sanno che disponendo di un magnete libero di ruotare in equilibrio

La Rosa dei Venti

La **Rosa dei Venti** è una figura che rappresenta i punti cardinali e le direzioni da questi determinate. Ai vari punti cardinali ed ai punti intermedi sono associati i nomi che dei venti che spirano da quelle direzioni. È questa corrispondenza tra punti cardinali e nomi di venti che genera il nome **rosa dei venti**. Solitamente la ritroviamo disegnata sui quadranti delle bussole ad ago insieme ad una scala graduata a 360°, dove il punto 0° (o 360°) indica il Nord.
La rosa più semplice è quella a 4 punte formata dai soli 4 punti cardinali. Tra i 4 punti cardinali principali si possono stabilire 4 punti intermedi detti anche intercardinali.
Questi ultimi uniti ai 4 punti cardinali formano la rosa dei venti a 8 punte.
I punti sono cosi definiti:

- Nord detto anche settentrione, mezzanotte, borea o tramontana (0° o 360°)
- Nord-Est detto anche grecale (45°)
- Est detto anche oriente o levante (90°)
- Sud-Est detto anche scirocco (135°)
- Sud detto anche meridione, mezzogiorno oppure ostro (180°)
- Sud-Ovest detto anche libeccio (225°)
- Ovest detto anche occidente o ponente (270°)
- Nord-Ovest detto anche maestrale (315°)

Per meglio renderci conto dobbiamo collocare immaginariamente la rosa dei venti nel mediterraneo così da far combaciare i venti alle località da cui spirano (Grecale dalla Grecia, libeccio dalla Libia, eccetera).
È possibile indicare ulteriormente altri 8 punti ottenendo così una rosa a 16 punte. Questi nuovi punti sono: Nord-Nord-Est, Est-Nord-Est, Est-Sud-Est, Sud-Sud-Est, Sud-Sud-Ovest, Ovest-Sud-Ovest, Ovest-Nord-Ovest e Nord-Nord-Ovest. Questa divisione può proseguire all'infinito, basta raddoppiare di volta in volta i punti che si aggiungono.

Figura 1 Collocazione immaginaria della Rosa Dei Venti al centro del Mediterraneo

su un piano, anch'esso si disporrà nella direzione Nord-Sud.
Ottemperando al noto concetto che due poli opposti si attraggono, sappiamo per certo che il polo Sud del magnete indicherà il polo Nord magnetico. Sfruttando questo principio possiamo costruire un sensore che rilevi la direzione dei quattro punti cardinali.
Gli impieghi di un tale progetto possono essere molteplici: dal rilevare la direzione del vento all'orientamento di oggetti in movimento, siano essi bracci meccanici, parabole, pannelli solari o telescopi. A questo punto, ci occorre però un componente che deduca la posizione del magnete e quindi la direzione in cui sta puntando.
All'occorrenza si adatta perfettamente un sensore ad effetto Hall unipolare, il quale funge da interruttore al passaggio del magnete. Collegando opportunamente quattro sensori, riusciamo ad avere l'indicazione dei quattro punti cardinali. Senza il presupposto di costruire una bussola precisissima, quattro punti sono comunque pochi! Dobbiamo almeno riuscire a dare un indicazione ad otto punti: i quattro punti cardinali più i quattro punti intermedi.
Di conseguenza qualcuno penserà di usare otto sensori, potrebbe funzionare, ma possiamo ottenere lo stesso risultato usando soltanto quattro sensori. Basta escogitare un piccolo stratagemma: avvicinando il più possibile tra loro i quattro sensori e limitando al minimo ingombro il magnete, riusciamo ad ottenere otto indicazioni.
La tabella 1 può chiarire le idee. Quando il magnete ruotando, si fermerà su un solo sen-

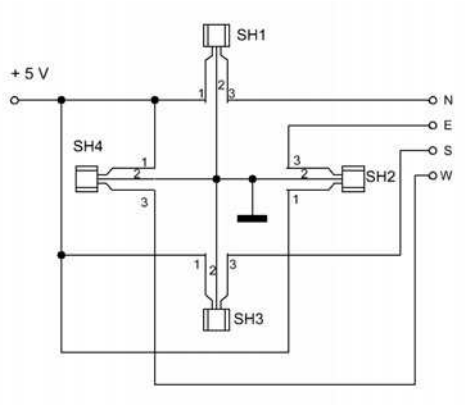


Figura 2 Schema elettrico della Scheda Sensore

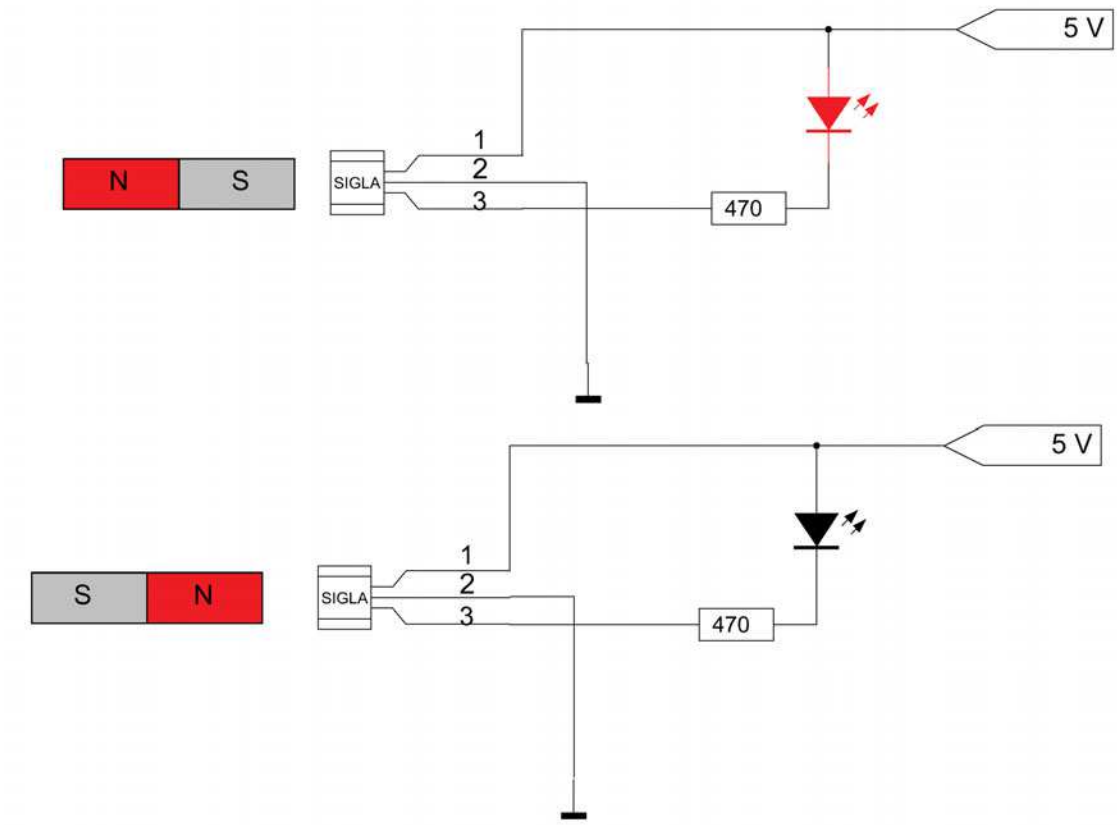


Figura 3 Metodo per identificare il lato del sensore Hall sensibile al polo Sud

sore otterremo un'indicazione pura di un punto cardinale; mentre se si fermerà tra due sensori, eccitandoli entrambi, otterremo l'indicazione di un punto intermedio. Passiamo pertanto all'illustrazione degli schemi elettrici che ne scaturiscono.

Orientamento	SH1	SH2	SH3	SH4
NORD	0	1	1	1
NORD-EST	0	0	1	1
EST	1	0	1	1
SUD-EST	1	0	0	1
SUD	1	1	0	1
SUD-OVEST	1	1	0	0
OVEST	1	1	1	0
NORD-OVEST	0	1	1	0

Tabella 1 *Risposta dei sensori Hall ai diversi orientamenti*

SCHEMA ELETTRICO DEL SENSORE

Cominciamo la descrizione dalla scheda sensore. Come dimostra la figura 2, sulla scheda troveranno posto quattro sensori ad effetto Hall. Ogni sensore andrà successivamente collegato agli ingressi N, E, S e W presenti su ogni scheda bussola. Al centro dei sensori dovrà ruotare senza attriti il magnete che fungerà da ago e nello stesso tempo attiverà, a seconda della sua posizione, i sensori.

Poiché sarà il polo sud del magnete ad indicare il Nord Geografico, dovremo scoprire quale lato del sensore Hall è sensibile a questo polo. Per aiutarci potremo usare il sistema di figura 3. Dovremo essenzialmente scoprire se il lato stampigliato dalla sigla è sensibile al polo Nord o al polo Sud. Dopo aver collegato il sensore Hall ad una resistenza ed un led, dovremo avvicinare un magnete, di cui conosciamo il polo sud (lo potremo scoprire con una bussola ad ago). In realtà potremmo anche disporre i sensori in modo da rilevare il polo Nord del magnete, bisogna solo ragionare in termini opposti. A questo punto qualcuno potrebbe chiedersi: come facciamo a sapere quando la scheda sensore sarà rivolta a Nord?
La risposta è molto evidente: siamo noi stessi a decidere qual è il sensore che punta al Nord. Lo facciamo attaccando una freccia sulla scheda. È la freccia infatti, a stabilire l'orientamento della scheda, il resto lo fa il magnete. Se ancora non fossimo stati chiari, la tabella 1 illustra le otto condizioni in cui il magnete andrà a trovarsi e come i sensori rispondono alle varie direzioni. In parole povere, saranno i sensori a ruotare ma il magnete si troverà sempre nella medesima posizione: allineato al meridiano Nord-Sud.

Elenco componenti SCHEDA SENSORE	
SH1÷SH4	Sensore Hall Unipolare. Vedi testo

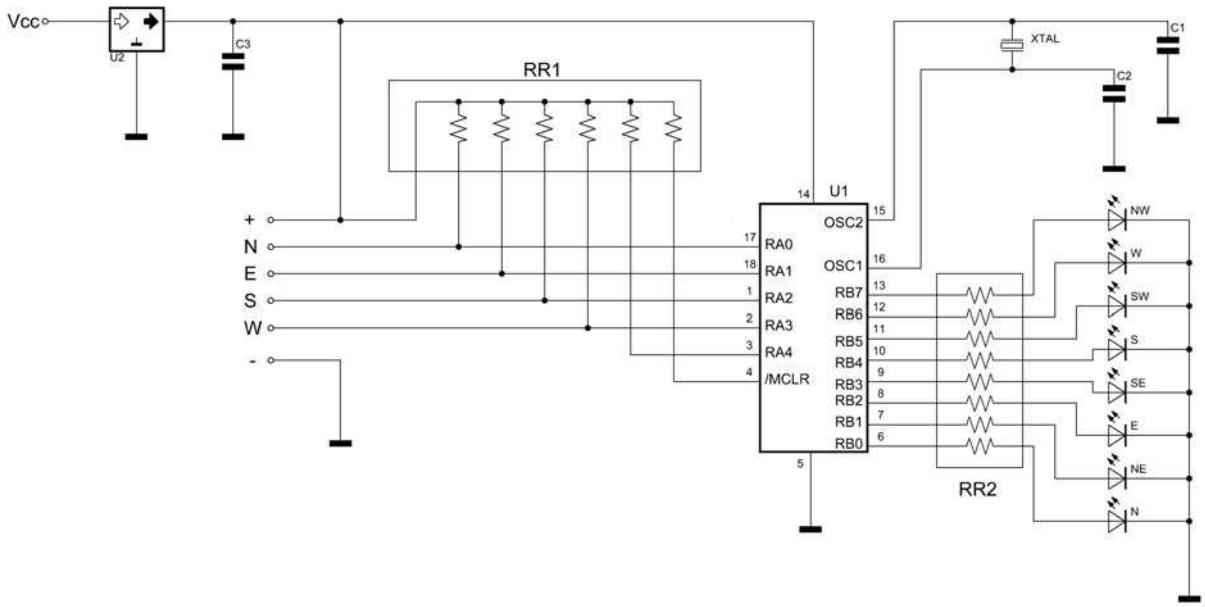


Figura 4 *Schema elettrico del LED-COMPASS*

SCHEMA ELETTRICO DEL LED-COMPASS

Appurato il funzionamento della scheda sensore, passiamo al funzionamento della prima E-Bussola, quella ad indicazione a led. La figura 4 illustra lo schema elettrico.

Partiamo dagli ingressi N, E, S e W: sono gli ingressi che fanno capo direttamente al PIC, sono forzati a livello alto tramite la rete Resistiva RR1. Ogni qualvolta uno degli ingressi verrà posto a massa, il firmware provvederà a riconoscerlo ed a illuminare il relativo Led. Anche nel caso in cui fossero posti a livello logico basso due ingressi, sempre in coerenza ad una direzione intermedia reale (Nord-Est oppure Sud-Ovest etc.), il PIC provvederà all'accensione di un solo led. La rete resistiva RR2 serve solo a limitare la corrente nei led. Un piccolo appunto resta da fare a proposito dei led perché come mostra Il master di figura 10, la disposizione è a rosa dei venti. Per un fattore puramente estetico consigliamo la scelta dei led a freccia. Nel prototipo il led che indica il Nord è verde, gli altri led sono rossi; i led che indicano i punti intermedi sono di colore arancio.

Ai fini funzionali qualsiasi tipo di led è adatto allo scopo, anzi se in seguito dovrete inscatolare la scheda, risultano molto più comodi i led circolari da 3 o 5 millimetri.

SCHEMA ELETTRICO DELL' LCD-COMPASS

L'unica differenza circuitale dall'altra scheda si trova all'uscita del PIC. Questo progetto infatti visualizza l'indicazione dei punti cardinali su un display Lcd da due righe per 16 caratteri. La sezione di Ingresso è identica: ritroviamo la rete di pull-up RR1 e i l'ingresso a cinque bit (l'ingresso sul Pin 3 RA4 e attivo ma posto sempre alto da RR1). Il firmware è stato concepito in modo tale che i 4 ingressi siano sempre sotto controllo.

Ad ogni variazione del segnale di ingresso e quindi del suo codice binario a 5 bit, il firmware lo confronta tra le otto alternative possibili racchiuse da un blocco *while-wend* e ne deduce il messaggio da visualizzare sul display. Nella figura 17 è rappresentato il diagramma di flusso del firmware in cui si possono notare tutte le operazioni svolte per visualizzare il dato direzione sul display.

Alla sezione di uscita è affidato il compito di pilotare l'Lcd secondo i collegamenti dettati dall'istruzione *Lcd_Init* del firmware e illustrata nella figura 6. Il Pin 3 dell'Lcd è stato connesso a massa per ottenere il massimo contrasto, diversamente lo si potrà collegare ad un trimmer o un partitore per dosarne il contrasto a piacere. All'accensione sulla prima riga

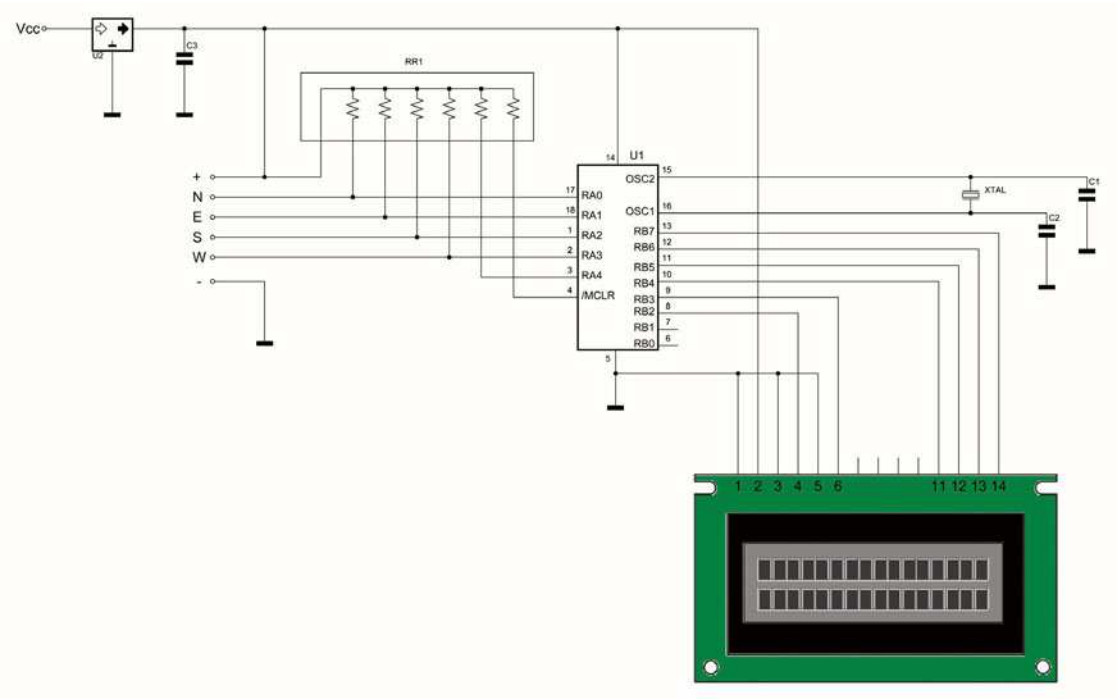


Figura 5 Schema elettrico dell' LCD-COMPASS

apparirà la scritta "DIREZIONE,VERSO:" mentre sulla seconda appariranno i messaggi relativi alla direzione puntata dal sensore.
Nella figura 7 appaiono le diverse indicazioni mostrate dal Display.

SCHEMA ELETTRICO DEL METER-COMPASS

L'ultima E-bussola è la più simpatica, il firmware (che come i precedenti è disponibile per il download dal sito di Fare Elettronica) provvede ad indicare i punti cardinali su un voltmetro a lancetta, fornendo alla base del transistor NPN, dei diversi valori di tensione per ogni orientamento.
Nella tabella 2 illustriamo i valori di tensione rispetto alle varie direzioni. Il trimmer RP1 è necessario in fase di taratura per calibrare lo zero ed il fondo scala. Data la semplicità del firmware ne pubblichiamo il sorgente, analizzandolo potrete scoprire il funzionamento della bussola. Vi anticipiamo solo che il V-meter è pilotato in PWM. Non vi aspettate da questa Bussola una precisione millimetrica, poiché parallassi e attenuazioni non garantiranno gran precisione. Comunque non ci aspettiamo neanche che costruiate questo progetto per orientarvi nel deserto.

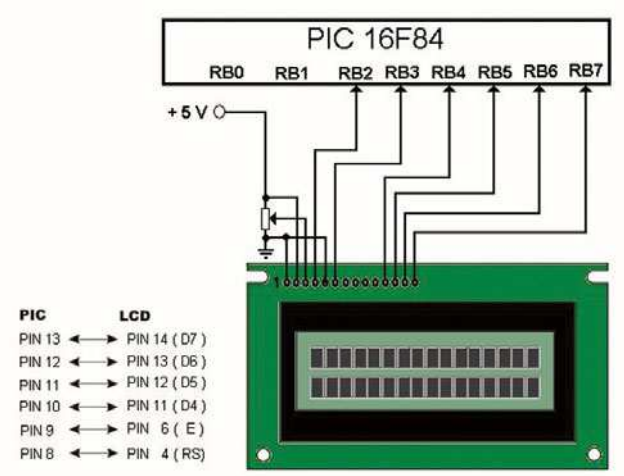


Figura 6 Collegamenti dell'Lcd al PIC dettati dall'istruzione Lcd_Init

Figura 7 Foto del Display LCD illustrante gli otto messaggi relativi agli altrettanti orientamenti

COSTRUZIONE DEL SENSORE

Passiamo ora alla costruzione del sensore che sarà identico per tutte le tre bussole. Per prima cosa abbiamo bisogno di un piccolo magnete a cui applicheremo due calotte diamagnetiche (potrete recuperarle da due bussole ad ago). Nella figura 9 potete notare come si presenta il magnete finito. Abbiamo preferito costruire il sensore su due supporti millefori poiché non potevamo prevedere che tipo di magnete sareste riusciti a procurarvi.
Il secondo passo è ora procurarsi i 4 sensori Hall, per il progetto va bene qualunque tipo di sensore purché sia di tipo unipolare. In commercio ne esistono diversi modelli, possiamo citarne alcuni: UGS 3120, UGS 3140, UGN 3140, A 3141, A 3142, A 3144, SS 441A, SS 443A, SS 449 A e cosi via. Sui supporti millefori cominceremo col saldare l'ago centrale a entrambi i pezzi, sarebbe ideale riuscire a trovare degli aghi diamagnetici, altrimenti due spilli vanno benissimo. Dopo questa operazione possiamo saldare i quattro sensori hall, in modo che rivolgano tutti la sigla nel verso constatato. A questo punto colleghiamo i vari Pin secondo lo schema di figura 2. Non c'è bisogno di identificare i sensori, successivamente decideremo tra quale di

Orientamento	Valore di tensione
NORD	0,5 V
NORD-EST	1 V
EST	1,5 V
SUD-EST	2 V
SUD	2,5 V
SUD-OVEST	3 V
OVEST	3,5 V
NORD-OVEST	4 V

Tabella 2 Tensioni di uscita nei diversi orientamenti

questi sarà il Nord e quindi SH1. Fatto ciò bisogna recuperare da due graffette, due perni che salderemo sulla base inferiore. Fate attenzione perché le graffette sono metalliche e potrebbero influenzare il magnete.
Per risolvere il problema potrete saldarle ai bordi della scheda, sempre che neanche lì diano problemi. In ultima ipotesi potrete usare dei distanziali plastici. Dopo aver alloggiato il magnete sull'ago inferiore, facendo combaciare i due perni, inserite il supporto superiore fino a far entrare lo spillo nella calotta superiore del magnete. L'operazione successiva è molto delicata: dovrete saldare ora i due perni, in modo tale che il magnete sia libero di ruotare senza attrito.

REALIZZAZIONE PRATICA DELLA SCHEDA LED-COMPASS

Dopo aver realizzato il circuito stampato servendovi del master di figura 10 possiamo procedere al montaggio dei componenti partendo dallo zoccolo 9+9 Pin del PIC, l'orientamento è illustrato in figura 11.
Proseguiamo il montaggio con la rete resistiva RR1, il punto di riferimento indica il polo comune a tutte le resistenze.
La rete resistiva RR2 può essere anche alloggiata in uno zoccolo altrimenti saldata direttamente al pcb. Salderemo ora i condensatori e il quarzo seguiti dallo stabilizzatore di tensione U2. Passiamo finalmente a saldare i diodi led. Come gia detto potete usare qualsiasi tipo di led, esteticamente vi consigliamo i led a freccia, poiché ricreano maggiormente l'aspetto a rosa dei venti.

REALIZZAZIONE PRATICA DELLA SCHEDA LCD-COMPASS

Le istruzioni di montaggio di questa scheda risultano molto più semplificate della precedente poiché il Display si colloca fuori dalla scheda. Come mostra il piano di montaggio di figura 13, sulla scheda è stata predisposta una serie di fori per collegarvi l'Lcd. Nulla vieta di collocare

Elenco componenti LED-COMPASS	
RR1	Rete resistiva 47 KΩ
RR2	Rete resistiva 470 Ω
U1	PIC16F84
U2	LM7805
C1-C2	22 pF ceramico
C3	100 nF poliestere
XTAL	Quarzo 4 MHz
Led	8 LED Punta a freccia

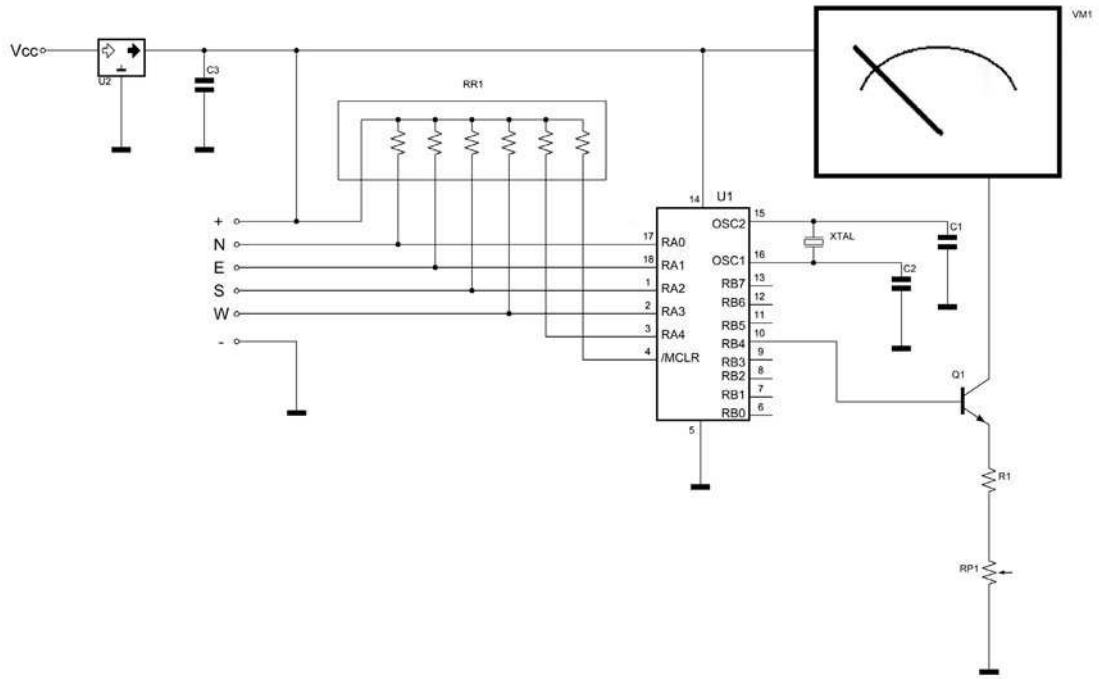


Figura 8 Schema elettrico del METER-COMPASS

quest'ultimo lontano dalla scheda pilota servendosi di un bus. Non sono stati collegati i Pin 15 e 16 relativi alla retroilluminazione, questi andranno collegati a discrezione dell'utente sfruttando le due piste attigue ai reofori. Si procede al montaggio come sempre, partendo dai componenti a basso profilo. Cominciamo col saldare il ponticello che alimenta il Pin 2 del display. Possiamo proseguire con lo zoccoletto, RR1 e i condensatori. Seguirà infine il quarzo e U2. Come gia accennato il Pin 3 del display è direttamente connesso a massa così da ottenere il massimo grado di contrasto. Nell'eventualità in cui voleste regolare in modo diverso il contrasto sarà necessario scollegare il Pin 5 da massa e collegarvi un trimmer come indicato la figura 6. Un occhio più attento avrà sicuramente notato le tre piazzole che si trovano sulla scheda ma non vengono usate. Queste ultime sono dei Pin sfruttabili come ingressi supplementari. Ci spieghiamo meglio: siccome questa scheda può essere considerata un circuito di visualizzazione a Lcd, qualora potesse servire in un ulteriore applicazione la si potrà sfruttare nel pieno dei suoi ingressi (7 anziché 5), previe

Figura 9 Foto del magnete con incollate le due calotte diamagnetiche, sarà l'ago del sensore

Elenco componenti LCD-COMPASS	
RR1	Rete resistiva 47 KΩ
U1	PIC16F84
U2	LM7805
C1-C2	22 pF ceramico
C3	100 nF poliestere
XTAL	Quarzo 4 MHz
LCD	LCD 16X2

comunque due importanti modifiche. La prima modifica sarà settare da firmware RB0 e RB1 (Pin 6 e 7) come ingressi, la seconda è fornire i due Pin di due resistenze di pull-up.

Elenco componenti METER-COMPASS	
RR1	Rete resistiva 47 KΩ
U1	PIC16F84
U2	LM7805
C1-C2	22 pF ceramico
C3	100 nF poliestere
XTAL	Quarzo 4 MHz
Q1	BC547
R1	10 KΩ 1/4W
RP1	Trimmer 22 KΩ
VM1	Strumentino Analogico

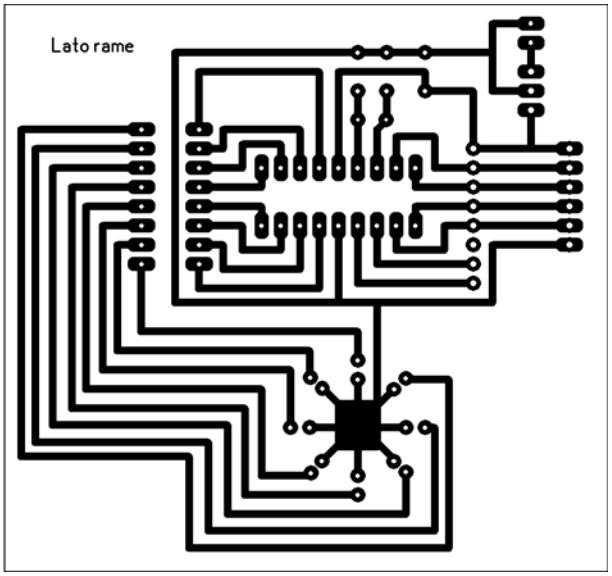


Figura 10 Lato rame scala 1:1 del LED-COMPASS

REALIZZAZIONE PRATICA DELLA SCHEDA METER-COMPASS

Eccoci infine all'ultima scheda. Dopo le consuete saldature dettate dal piano di montaggio di figura 15, passiamo ai componenti diversi. La precedenza ai componenti di basso profilo, poi R1 seguita da RP1 e in ultimo il transistor. Lo strumentino andrà poi collegato ai due reofori rispettandone la polarità. In fase di collaudo andranno predisposti due interventi: il primo è tarare il trimmer RP1, il secondo sarà sostituire la scala graduata nello strumentino. Il primo passo, la taratura dello zero, consiste nel collegare temporaneamente il Pin 4 del PIC (reset) a massa, in questa condizione in base al transistor ritroveremo 0 volt. Tarare poi RP1 fino allo zero e scollegare il Pin di reset. Fatto ciò non resta che collegare il sensore alla scheda e collaudare. Se tutto funziona dovreste riu-

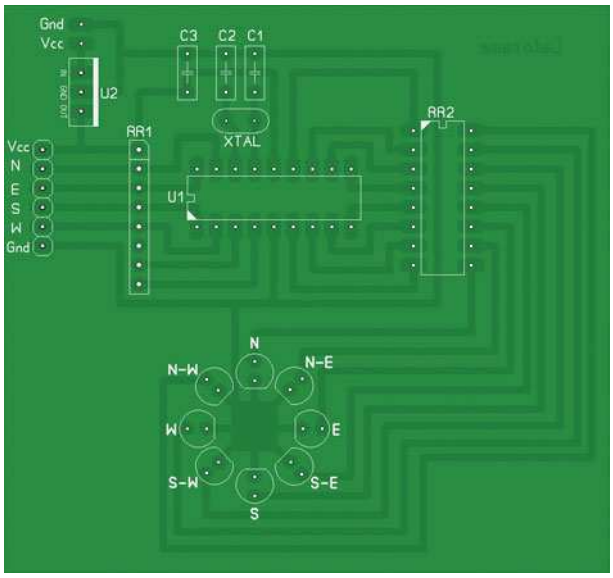


Figura 11 Piano di montaggio del LED-COMPASS

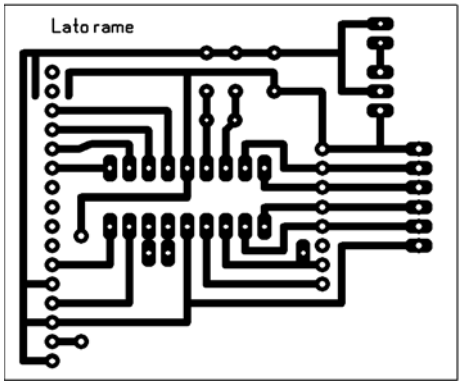


Figura 12 Lato rame scala 1:1 dell' LCD-COMPASS

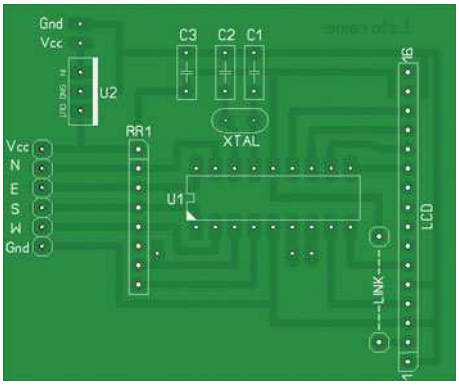


Figura 13 Piano di montaggio dell' LCD-COMPASS

scire a visualizzare otto diversi livelli di tensione (illustrati nella tabella 2). A questo punto bisognerà aprire lo strumentino e segnare i diversi livelli con le sigle dei punti cardinali. Non resta che salutarci e darci appuntamento al prossimo progetto.

IL SOFTWARE PER PIC

Nella Figura 16 è rappresentato il diagramma di flusso del firmware. Andiamo ad analizzarlo: all'accensione il PIC imposta la PORTA come ingresso e la PORTB come uscita, nonché inizializza il display e lo configura attraverso l'istruzione *LCD_INIT*. Successivamente passa alla lettura degli ingressi. Ogni qual volta l'ingresso cambia stato, il nuovo dato è confrontato tra le otto possibili combinazioni. Trovato il codice corrispondente, il dato direzione in forma testo viene visualizzato sulla seconda riga del display.
Grazie all'istruzione *WHILE* e *WEND* il ciclo di controllo risulta infinito. Il listato sorgente che segue, compilato con il compilatore *MikroBasic* della *Mikroelektronika*, si riferisce alla scheda Meter-Compass. Per ragioni di spazio, tutti i sorgenti ed i relativi file HEX possono essere scaricati dal sito di Fare elettronica.

```
program meter_compass

' Questo progetto visualizza
' su un V-METER a lancetta
' collegato alla PORTB,
' l'orientamento dei punti cardinali.
' Gli ingressi del PIC sono:
'   nord  = porta.0
'   est   = porta.1
'   sud   = porta.2
'   ovest = porta.3
'  (porta.4 posta sempre a 1 da RR1)

dim high as byte
```

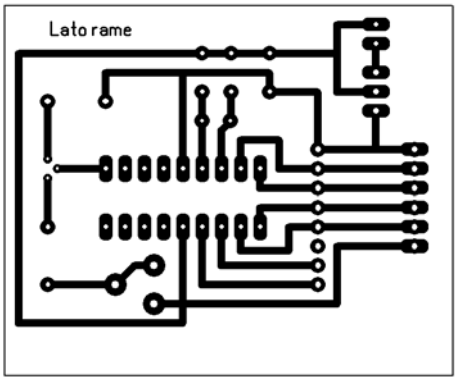


Figura 14 *Lato rame scala 1:1 del METER-COMPASS*

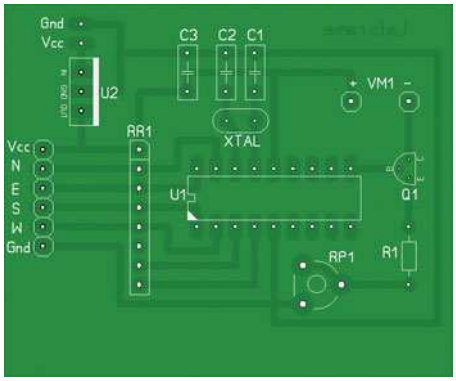


Figura 15 *Piano di montaggio dell' METER-COMPASS*

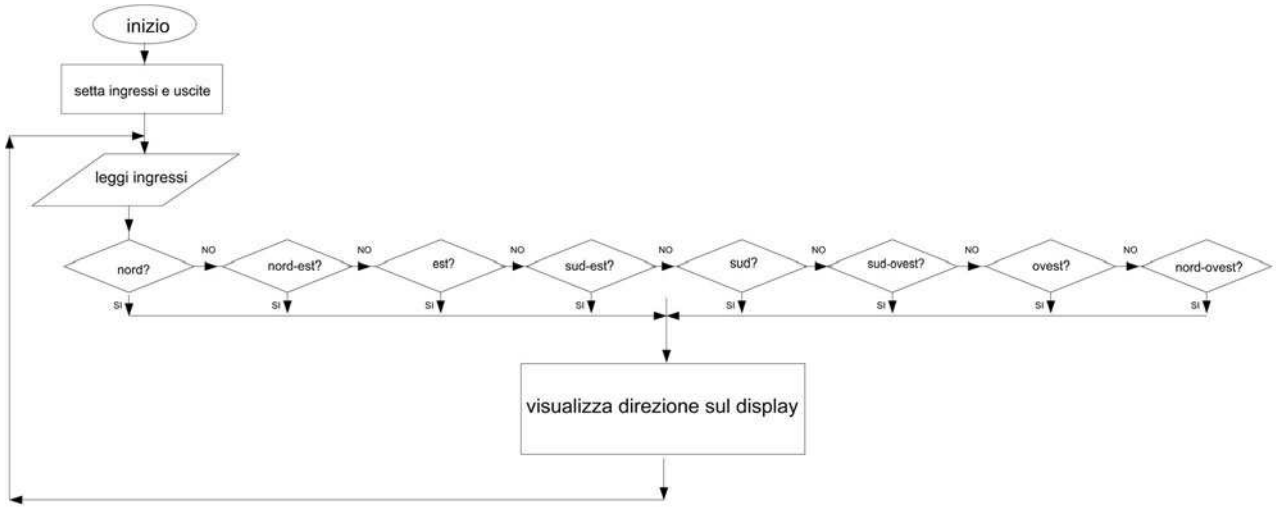


Figura 16 *Flow Chart del firmware che gira sul PIC dell'LCD-COMPASS*

```
dim low as byte
dim x as byte
main:
trisa=%11111 'set PORTA in input
trisb=0      'set PORTB in output
portb=0      'spegne la PORTB
high =0
low=100
 WHILE TRUE
   '*** NORD ***
   'SH1 attivo 0,5V in uscita su RB4
   if porta=30 then
     high =10
     low=90
   end if
   '*** NORD-EST ***
   'SH1 e SH2 attivi 1V in uscita su RB4
   if porta=28 then
     high =20
     low=80
   end if
   '*** EST ***
   if porta=29 then
     'con SH2 attivo 1,5v in uscita su RB4
     high =30
     low=70
   end if
   '*** SUD-EST ***
   if porta=25 then
     'con SH2 e SH3 attivi 2v in uscita su RB4
     high =40
     low=60
   end if
   '*** SUD ***
   if porta=27 then
     'con SH3 attivo 2,5v in uscita su RB4
     high =50
     low=50
   end if
   '*** SUD-OVEST ***
   if porta=19 then
     'con SH3 e SH4 attivi 3v in uscita su RB4
     high =60
     low=40
   end if
   '*** OVEST ***
   if porta=23 then
     'con SH4 attivo 3,5v in uscita su RB4
     high =70
     low=30
   end if
   '*** NORD-OVEST ***
   if porta=22 then
     'con SH1 e SH4 attivi 4v in uscita su RB4
     high =80
     low=20
   end if
   portb.4=1 ' Pin 10 a 5v
   for x=1 to high
     delay_us(1)
     next x
     portb.4=0 ' Pin 10 a 0v
     for x=1 to low
     delay_us(1)
   next x
 WEND
end.
```

CONCLUSIONI

Vi abbiamo presentato un progetto che non mancherà di darvi grandi soddisfazioni. Siamo certi che la vostra fantasia vi spingerà a modificarlo per meglio adattarlo alle vostre esigenze e magari usarlo come base per progetti più complessi. Sicuramente da oggi in poi saprete con certezza in che direzione andare!

Codice MIP 251022

Edwin Herbart Hall

Edwin Herbert Hall nacque nel 1855. Studiò alla Johns Hopkins University di Baltimora dove nel 1879, mentre lavorava alla sua tesi di laurea in fisica, scoprì l'effetto Hall.
Nel 1895 è stato nominato professore di fisica ad Harvard, dove restò fino al 1921. Durante la sua permanenza ad Harvard scrisse numerosi manuali di fisica e di laboratorio. Il 20 novembre 1938 morì a Cambridge. Dopo più di un secolo, nel 1985, Klaus von Klitzing ricevette il premio Nobel per la fisica per il suo contributo all'effetto Hall.

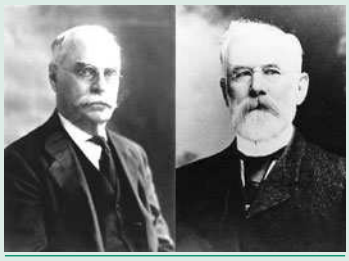


Figura 17 Due foto di Edwin Hall in due momenti, una negli anni '20 e l'altra negli anni '30

electronics forum
www.fortronic.it

CONNESSIONE & CABLAGGIO Forum

Gli incontri del 2006

- **Connessione & Cablaggio** 23 maggio
- **Convegno RoHS Premio F.I.O.R.E.** 04 luglio
- **BIAS • Milano** 20-23 settembre
- **RF & Wireless** Ottobre
- **Power • Bologna** Dicembre

Milano, 23 maggio 2006

Connessione & Cablaggio

Dovendosi adeguare a segnali sempre più veloci, la tecnologia dei connettori si è trovata ad affrontare problematiche progettuali di tipo meccanico-elettrico. I media di trasporto, richiedondo specifiche sempre più sofisticate, creano l'esigenza di passare dal rame alla fibra.

Di conseguenza, anche la tecnologia di assemblaggio dei connettori si sta modificando, così come si stanno adeguando le relative apparecchiature.

Il Forum dedicato alla Connessione & Cablaggio vuole essere il luogo dove progettisti e responsabili acquisti possono verificare l'evoluzione del settore e incontrare produttori di connettori, fornitori di cavi, macchine e attrezzature per il cablaggio.

L'evento prevede una sessione plenaria mattutina, in cui verranno affrontate tematiche di interesse generale, a cui seguiranno i workshop organizzati dalle aziende partner.

Crowne Plaza Hotel
San Donato Milanese (MI)

Ingresso gratuito previa registrazione su www.fortronic.it

Per informazioni: Francesco Tacchini - tel. 02 210.111.230 - f.tacchini@tecnoimprese.it

a cura di

assodel — Associazione Nazionale Fornitori Elettronica

ASSIPE — Associazione Italiana Progettazione Elettronica

TECNO IMPRESE

Via Console Flaminio, 19 - 20134 Milano
Tel. +39 02 210.111.1 - Fax +39 02 210.111.222
cons@tecnoimprese.it - www.tecnoimprese.it

Codice MIP 251033

Le so tutte!!!

Metti anche tu alla prova le tue conoscenze dell'elettronica con i nostri quiz.

FACILE

Il circuito di figura 1 viene alimentato con una batteria alcalina da 9V. Quale è la corrente assorbita dall'intero circuito e quale dovrà essere la tensione di lavoro minima per C2 e C3?

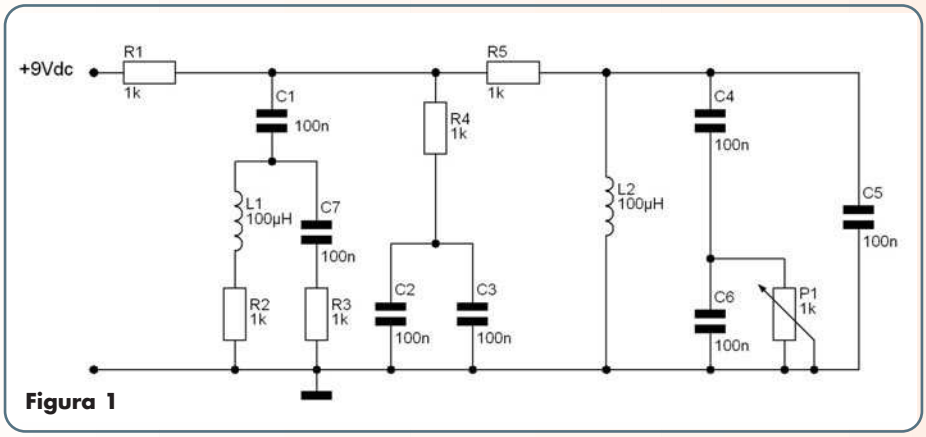


Figura 1

MEDIO

Il circuito di figura 2 viene utilizzato per attenuare i segnali di bassa frequenza senza reiettarli del tutto. I segnali al di sotto di una certa frequenza F_L verranno quindi attenuati, mentre quelli al disopra di una seconda frequenza F_H passeranno inalterati. Quanto valgono F_L ed F_H e qual'è l'attenuazione in dB dei segnali al di sotto di F_L?(si consideri ideale il comportamento della capacità C1).

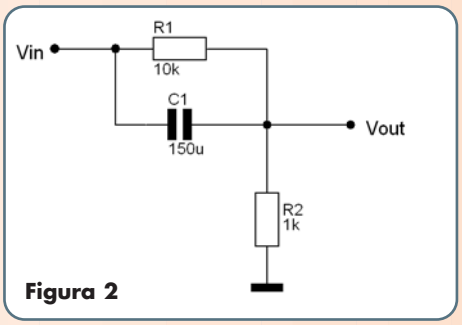


Figura 2

DIFFICILE

Gli operazionali utilizzati nel circuito di figura 3 sono da considerarsi ideali dal punto di vista delle impedenze di ingresso e di uscita, mentre hanno un guadagno ad anello aperto pari a 100000 ed un polo interno a 10Hz. Quale è l'espressione della funzione di trasferimento del circuito e quanto vale il guadagno del sistema alle basse frequenze?

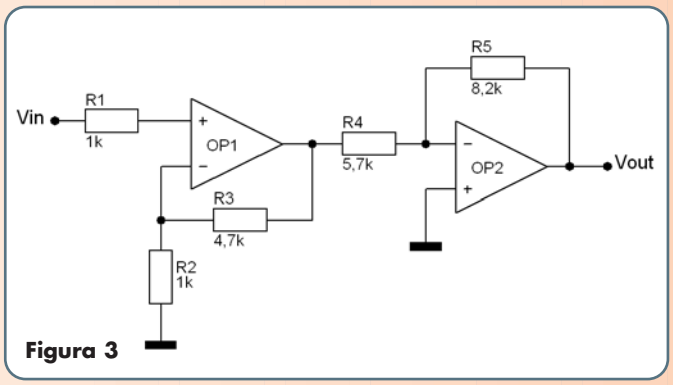


Figura 3

Nuova versione 2006

FANTASTICI PREMI PER TUTTI!!!

Le risposte vanno inviate esclusivamente compilando il modulo su **www.farelettronica.com/lst**.
Se sei abbonato a Fare Elettronica potrai rispondere a tutti i quesiti ed aumentare le tue possibilità di vincere i premi.
Le risposte ai quiz ed i nomi dei vincitori saranno disponibili su www.farelettronica.com a partire dal 15 del mese successivo alla pubblicazione sulla rivista. A tutti i partecipanti verrà assegnato un **buono sconto* del 10%** utilizzabile per gli acquisti nello shop del sito www.farelettronica.com.

Con le tue conoscenza di base dell'elettronica potrai vincere il righello in alluminio con calcolatrice a 8 cifre e doppia alimentazione (solare e batteria) con astuccio.

Le tue conoscenze avanzate ti permetteranno di vincere una bellissima stazione meteo da tavolo con orologio, igrometro e termometro, col marchio della tua rivista preferita!

Per i più bravi in palio il bellissimo gilet reporter di Fare Elettronica: multitasca, in cotone e poliestere, regolabile ai fianchi e con chiusura zip.

* Validità 3 mesi dalla data di assegnazione.

Il riconoscimento

La tecnologia del riconoscimento vocale è sempre più prossima a candidarsi come valido e innovativo sistema di comunicazione per l'interazione uomo-macchina. La maggior parte delle applicazioni che in questo ambito si possono già oggi immaginare appartengono ancora in gran parte alla sfera della fantascienza, ma il passo non è molto lungo. Le potenzialità che possiamo intravedere sono enormi, al punto che è verosimile immaginare, in un futuro non molto lontano, che ci abitueremo a "dialogare" con le macchine con la massima naturalezza.

La voce, dopo quello gestuale, è il mezzo naturale più antico di comunicazione per la specie umana. Lo strumento vocale, per la sua caratteristica "seriale", consente di trasmettere informazioni in modo estremamente efficace e ha il pregio di poter condensare una gran quantità di dati nello spazio di poche battute.
Storicamente, l'evoluzione culturale umana ha avuto il proprio motore nelle abilità espressive della voce.
Dal punto di vista tecnologico, le tecniche di riconoscimento vocale hanno subìto un forte impulso allo sviluppo nel corso degli ultimi vent'anni. Questo è stato un inevitabile riflesso, da un lato, dell'incremento della potenza di calcolo che ha caratterizzato l'evoluzione del computer e, dall'altro, del progresso avutosi negli algoritmi di *Speech Recognition*.
Inoltre, con il progredire in questo campo delle tecniche di processamento, accompagnate da una parallela riduzione dei costi, gli algoritmi di *Speech Processing* a livello di implementazione si sono tradotti in programmi software in grado di trattare i dati in maniera estremamente efficace, fino a rendere possibili numerose applicazioni pratiche.
I sistemi a disposizione oggi sul mercato hanno dato corpo agli algoritmi più avanzati, un tempo soltanto oggetto di sperimentazione nei laboratori di Ricerca e Sviluppo di punta.
Ad esempio, i sistemi prototipali iniziali tipicamente richiedevano che si pronunciassero parole singole e ben distinte; quelli odierni consolidati permettono una parlata fluida e molto più vicina al processo naturale.

ELEMENTI DELLA VOCALIZZAZIONE UMANA

Il linguaggio parlato viene prodotto con la cooperazione delle diverse parti del *tratto vocale*: i polmoni, la glottide (con le corde vocali), la cavità della bocca, quella nasale e quella faringea. A complicare il quadro si aggiunge il contributo variabile della pressione dell'aria emessa. La figura 1 mostra una sezione del tratto vocale umano. Durante il processo di produzione delle vocalizza-

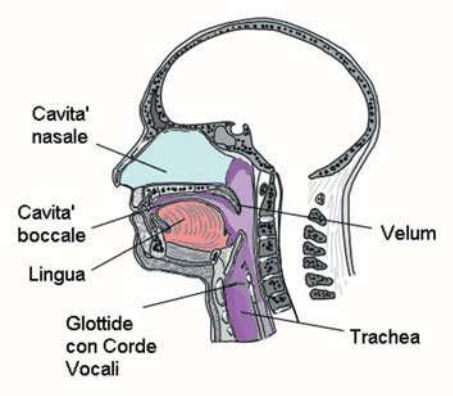


Figura 1 *Parti principali del tratto vocale umano*

vocale

di Agostino Rolando

zioni i polmoni spingono l'aria attraverso la glottide, le corde vocali entrano in vibrazione e, modulando il flusso di aria, producono un'onda di pressione quasi-periodica. Le cavità, inoltre, danno luogo a fenomeni di risonanza.

Spettrogramma

Lo *spettrogramma* è la forma grafica tipicamente adottata per rappresentare il segnale vocale e contiene tutte le informazioni necessarie per definirlo. È composto da due sezioni distinte, una per l'ampiezza e l'altra per il contenuto in frequenza del segnale al trascorrere del tempo. Questa rappresentazione fu già utilizzata durante la Seconda Guerra Mondiale come metodo di identificazione in ambito militare. Oggigiorno è usata correntemente come strumento principe per l'analisi linguistica.
Nella figura 2 è mostrato un tipico spettrogramma per la vocalizzazione di alcuni fonemi.
La parte in alto riporta l'andamento in ampiezza mentre la parte in basso evidenzia la distribuzione in frequenza del segnale.
Si nota che lo spettro non è uniforme, in quanto dipende da come vengono articolate le parti dell'apparato vocale. Inoltre la cavità della bocca,

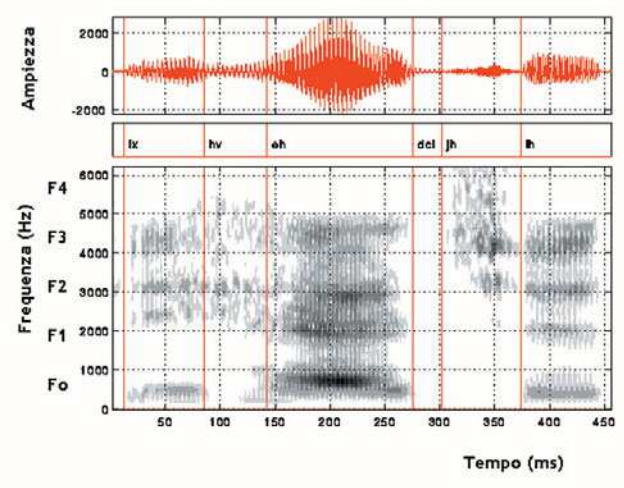


Figura 2 *Spettrogramma: a) ampiezza e b) contenuto in frequenza del segnale vocale*

potendo essere ampiamente modificata, rende possibile modulare una grande varietà di suoni.
I momenti di transizione si evidenziano più chiaramente in corrispondenza delle consonanti "dure", come la "t" o la "k".
Una voce maschile manifesta picchi più numerosi alle basse frequenze, mentre un segnale femminile occupa in prevalenza la parte più a "nord" del diagramma.
Viceversa, nel caso di suoni non vocalizzati, cioè per i quali le corde vocali non sono stimolate, quello che viene emesso è una sorta di "rumore bianco", che risulta essere a spettro ampio e uniforme.

Uso della Trasformata di Fourier

Un passo fondamenale per la generazione dello spettrogramma sta nell'impiego della Trasformata di Fourier. Questo strumento matematico permette di convertire il segnale dal dominio temporale a quello della frequenza, consentendo di evidenziare le componenti sinusoidali che concorrono alla formazione del segnale vocale.
La Trasformata di Fourier opera su una serie di campioni; scelta una certa frequenza di campionamento e dato un certo numero di campioni, accumulati in un vettore, la trasformata produce un nuovo vettore dove ciascun elemento rappresenta una componente del segnale nel dominio della frequenza.
I due grafici (di ampiezza e frequenza) vengono allineati uno sotto l'altro in modo da far corrispondere l'ampiezza del segnale con la banda occupata.

Frequenze formanti

Nello spettrogramma di figura 2 i segnali più intensi sono rappresentati con un livello di grigio più scuro, mentre i più deboli sono in grigio chiaro. Le aree scure formano bande che si modificano nel tempo. Il processo di emissione

prevede che le vibrazioni provenienti dalle corde vocali sollecitino l'aria attraverso la bocca e, per certi suoni (nasali), anche attraverso la cavità nasale. Quando le cavità entrano in risonanza, il segnale del parlato manifesta dei picchi di intensità. Le cavità si comportano come risuonatori con delle proprie frequenze di risonanza caratteristiche, che vengono chiamate *frequenze formanti*.
Le frequenze formanti rappresentano quindi le risonanze del tratto vocale del parlatore. Nella figura sono indicate con F_0, F_1, F_2, eccetera, a partire dalla frequenza più bassa.

Pitch e timbro

Un parametro che caratterizza la voce umana, al pari di uno strumento musicale, è la *frequenza fondamentale* o *pitch frequency* (indicata anche soltanto *pitch*), evidenziata in figura 3.
Nella figura i tratteggi verticali indicano il periodo di pitch (l'inverso della frequenza fondamentale), indicato con T_0.
Un'altra caratteristica importante della voce è il *timbro*, che è determinato dall'insieme di tutte le frequenze emesse durante la vocalizzazione, cioè la frequenza fondamentale più le varie armoniche, in maniera simile a quanto fa uno strumento musicale. Oltre alla nota fondamentale possono essere presenti molte altre frequenze, multiple della fondamentale.
Ed è proprio la diversa distribuzione di queste frequenze, unita alla loro differente intensità, che distingue una voce dall'altra, proprio come il suono di un pianoforte è diverso da quello di un flauto, anche se la frequenza fondamentale è sempre la stessa.

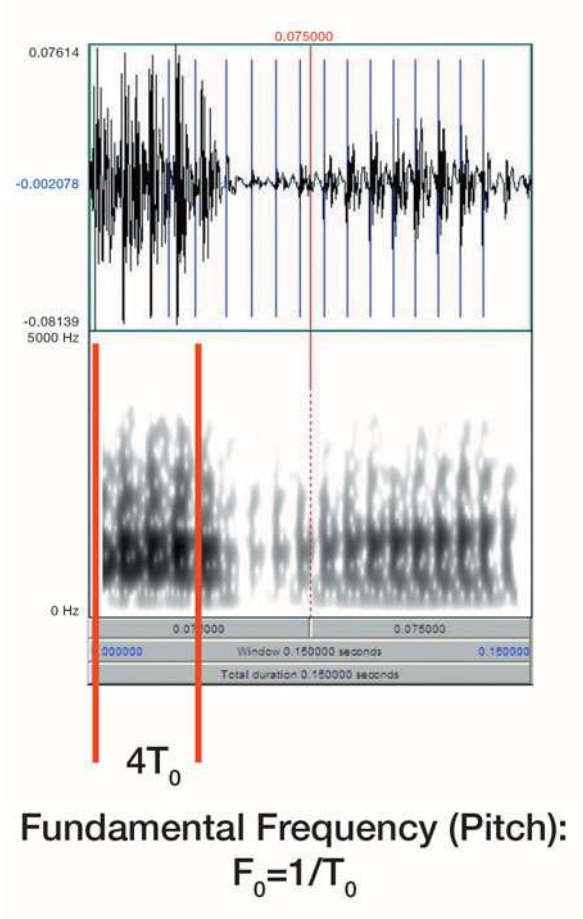


Figura 3 Indicazione del pitch e della durata di un fonema

Fonemi

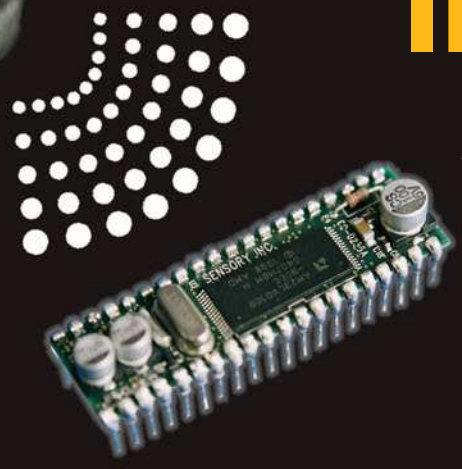
I *fonemi* sono le unità vocali elementari in cui le parole si possono scomporre.
Il concetto interessante che vi sta dietro è il fatto che la pronuncia di tutte le parole può essere ricondotta all'assemblaggio di un numero limitato di "mattoncini" elementari, i fonemi appunto.
A livello internazionale è stato definito un'Alfabeto Fonetico standard per la catalogazione dei fonemi.
Nella figura 2, sezione centrale, sono indicati i fonemi che compongono il segnale.

RICONOSCIMENTO DELLA VOCE

Definizione del problema

Il riconoscimento vocale è, in sostanza, il processo attraverso il quale il segnale vocale, catturato da un microfono, viene tradotto nel corrispondente set di vocaboli.
Dopo un periodo di iniziale ottimismo, ci si rese conto che estrarre informazioni coerenti dal segnale vocale non era un problema di facile soluzione. Infatti, nel corso degli anni, i ricercatori riscontrarono non poche difficoltà nel cammino.
Le parole riconosciute possono costituire il prodotto finale del procedimento, come per le applicazioni di comando e controllo, data entry, compilazione di documenti; oppure possono essere di input a ulteriori processamenti, in particolare qualora si voglia effettuare la *comprensione* del parlato (*speech understanding*).
Gli ambiti che riguardano la comprensione vera e propria del linguaggio, come ad esempio quello della traduzione di testi, prevedono specificatamente l'interpretazione del significato del parlato e la risoluzione delle ambiguità

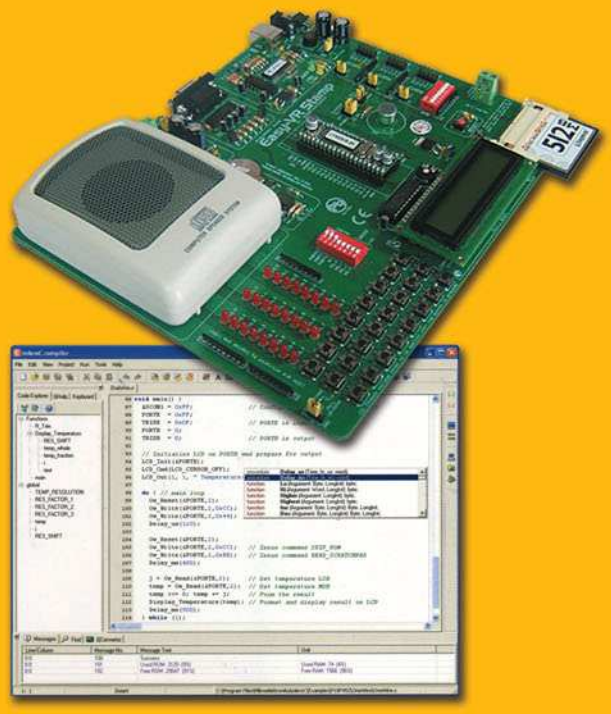
IL RICONOSCIMENTO VOCALE IN ITALIANO ALLA PORTATA DI TUTTI



La più innovativa tecnologia di riconoscimento vocale in un modulo DIL40. Con VR Stamp è possibile realizzare applicazioni Speaker Independent, Speaker Dependent o riconoscimento biometrico della voce in modo semplice ed immediato. Per facilitare lo sviluppo è disponibile il nuovo compilatore mikroC e la scheda di sviluppo con programmatore integrato.

- 24 linee di I/O
- Uscita PWM per pilotaggio diretto dell'altoparlante
- Uscita DAC per amplificatore esterno
- Riconoscimento vocale Speaker Independent (SI) e Speaker Dependent (SD) con alta immunità al rumore
- Numerosi modelli di linguaggio e dizionari per uso internazionale
- Compressione ad alta qualità da 2,4Kbps fino a 10,8Kbps
- Effetti sonori grazie alla tecnologia Sensory SX
- Riconoscimento biometrico con la tecnologia Sensory SVWS
- Sintesi musicale ad 8 voci MIDI-compatibile
- Sintesi Touch Tone (DTMF)
- Risveglio via audio da modalità a basso consumo

VRSTAMP



Lo sviluppo di applicazioni di riconoscimento e sintesi vocale è reso ancora più facile dalla nuova scheda easyVRstamp. La scheda è infatti dotata di programmatore USB2.0, microfono, altoparlante, connettori per Compact Flash e molte altre periferiche che renderanno veramente semplice la realizzazione dei vostri progetti.

- Connettore DB9 per comunicazione dati RS232
- Microfono ed altoparlante integrati
- 24 LED per il monitoraggio delle uscite
- 24 pulsanti per la gestione degli ingressi
- Predisposizione per display LCD alfanumerici
- Connettore per memorie Compact Flash
- Uscita amplificata per altoparlante esterno
- Programmatore USB2.0 on-board
- Real-Time Clock con batteria di backup
- Alimentazione esterna o tramite USB
- Un modulo VRstamp incluso

Codice MIP 251039

WWW.VRSTAMP.IT

Inware®
Providing Innovation

INWARE Srl Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI) Tel: 0266504794 - Fax: 0266508225 - www.inware.it

semantiche in relazione al contesto delle frasi.

Fattori condizionanti

Il riconoscimento del parlato costituisce un problema di difficile soluzione, soprattutto a causa del gran numero di variabili associate al segnale utile.
I sistemi di riconoscimento si possono caratterizzare attraverso diversi parametri, elencati nel seguito:
In primo luogo, il vocabolario: le criticità risiedono nelle parole non presenti nel database o nella complessità delle parole. Inoltre, vi è la natura della pronuncia, come nei casi di parlato spontaneo, false partenze, ecc..
In secondo luogo, le condizioni ambientali: vi sono alcuni parametri esterni che possono influenzare le prestazioni del sistema di riconoscimento, tra cui le caratteristiche del rumore ambientale, il tipo di microfono e la sua disposizione.
In terzo luogo, le variabilità tra persona e persona o all'interno dello stesso parlatore, che possono dipendere da variazioni fisiche o di umore e condizionano la velocità del parlato e la qualità della voce.
Infine, possono pesare le differenze nel background socio-linguistico o i fattori dialettali.

LE TECNOLOGIE VOCALI

Cenni storici e recenti sviluppi

Le prime ricerche in questo campo risalgono agli anni '30, ma solo intorno agli anni '80 la tecnologia ha raggiunto il mercato commerciale. Tra i primi studi, possiamo menzionare il contributo dei laboratori Bell di ATT&T del 1939.
In gran parte le ricerche furono condotte da istituzioni universitarie (come la prestigiosa Princeton University) e dal governo U.S.A. (agenzia militare DARPA).
In Italia, tra i primi sperimentatori possiamo ricordare l'operato di Luigi Stringa (Elsag), a cui fecero seguito i lavori di ricerca dei laboratori Olivetti di Torino, che hanno riguardato sistemi di dettatura per PC e la sintesi da testo. Inoltre, lo CSELT di Torino, che si occupò di riconoscimento della voce, sintesi da testo e chip per il riconoscimento vocale.
In seguito furono introdotti i servizi informativi telefonici pubblici, come il "12" di Telecom o quello delle Ferrovie dello Stato.
Il settore delle tecnologie vocali ha alternato periodi di crescita a periodi di stasi.
Una svolta decisiva si ebbe negli anni '70-'80, quando la scoperta di nuove tecniche, come la modellazione di tipo *Hidden Markov* e i *Modelli Neurali*, permisero di ottenere prestazioni in continuo e progressivo miglioramento.

Precisione del riconoscimento

Un parametro rappresentativo del riconoscimento, cui ci si riferisce come *Precisione* (*Accuracy*) è significativo del progresso della tecnologia.
Allo stato attuale, i migliori risultati si hanno in ambiente di laboratorio, con precisione migliore del 99 % per la pronuncia di cifre numeriche.
In ambiente telefonico la precisione scende a valori compresi tra l'85% e il 98% circa.

Caratteristiche della tecnologia

Vi sono sistemi di riconoscimento vocale a singola parola che richiedono che il parlatore faccia delle pause brevi tra una parola e l'altra; altri sistemi, definiti di tipo "continuo" (*continuous listening*), sono in grado di riconoscere parole pronunciate con più scioltezza.
Il discorso spontaneo o generato in maniera estemporanea contiene notevoli variabilità di flusso ed è molto più difficile da riconoscere di quanto non sia il linguaggio scritto.
Alcuni sistemi (*speaker dependent*) richiedono una sorta di "taratura" (*speaker enrollment*), in cui l'utente deve fornire campioni della propria voce prima di procedere; laddove altri sistemi, che vengono detti *speaker-independent*, sono tali da non richiedere enrollment.
Altri parametri sono in dipendenza dalla specificità del compito; ad esempio, il riconoscimento è generalmente reso più difficoltoso quando i dizionari di parole riconosciute sono ampi o se vi sono parole simili nella pronuncia.
In sintesi, le caratteristiche principali della tecnologia del riconoscimento si possono così elencare:

- Speaker Indepentent (SI)
- Speaker Dependent (SD)
- Continuous Listening (CL)
- Word Spotting (WS)

Riconoscimento Speaker Independent

È il sistema che riconosce le parole indipendentemente dal parlatore. Non richiede una fase di

"addestramento" ed è legato al linguaggio nativo.

Riconoscimento Speaker Dependent

È il sistema che riconosce la voce di un particolare parlatore. Permette all'utente di inserire un set di vocaboli customizzati. Richiede una fase di addestramento per le parole da riconoscere, che andranno conservate su una apposita memoria. È indipendente dal linguaggio.

Continuous Listening

Il sistema si pone in ascolto continuo e si mantiene in stato di ricerca di una particolare parola di "trigger". Quando tale parola viene pronunciata, il sistema subisce una transizione di stato, si attiva ed è in grado di reagire a un successivo comando vocale.

Word Spotting

Secondo questa modalità di funzionamento, il sistema è in grado di acquisire un set di parole consecutive e di identificare e localizzare all'interno della frase una o più determinate parole.

Stato dell'arte

La decade scorsa ha testimoniato un significativo progresso nella tecnologia del riconoscimento vocale. Il tasso di errore, tendenzialmente, decresce con il trascorrere degli anni.
Avanzamenti significativi sono stati fatti nella tecnologia di base, portando ad abbassare le barriere nella modalità speaker-independent, nel parlato continuo, e nei dizionari di grandi dimensioni. Diversi sono i fattori che hanno contribuito a questo rapido progresso: in primo luogo, l'avvento della tecnica Hidden Markov Model (HMM). L'HMM è molto potente in quanto, con la disponibilità di dati di training, i parametri del modello possono essere appresi in modo automatico, consentendo di avere prestazioni ottimali.
Inoltre, gli avanzamenti nella tecnologia del computer hanno anche indirettamente influenzato il riconoscimento vocale. La disponibilità di computer veloci e con capacità di immagazzinamento dati a basso costo ha permesso ai ricercatori di condurre sperimentazioni su grande scala e in tempi contenuti. Questo ha comportato una notevole riduzione del tempo che intercorre tra l'ideazione e l' implementazione. Infatti, i sistemi di riconoscimento vocale di discrete prestazioni possono oggi "girare" in tempo reale utilizzando workstation high-end senza bisogno di hardware addizionale, una caratteristica inimmaginabile solo pochi anni fa.

RICONOSCIMENTO AUTOMATICO (AUTOMATIC SPEECH RECOGNITION)

Con il termine "speech recognition", in realtà, si comprendono due classi distinte di processamento dell'input vocale: il riconoscimento del parlato vero e proprio (*speech recognition*) e il riconoscimento della voce (*voice recognition*). La differenza è sottile: speech recognition è la traduzione diretta di espressioni verbali in forma testuale o in comandi per una certa applicazione software o hardware (figura 4).
Il termine "voice recognition", dall'altro lato, è

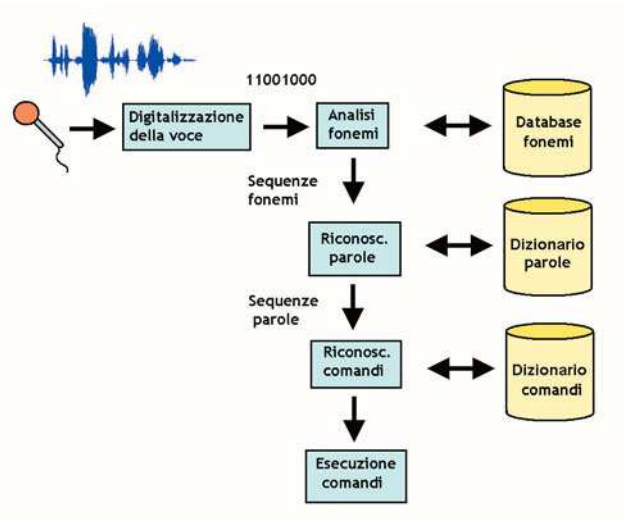


Figura 4 *Tipico processo di riconoscimento del parlato (speech recognition)*

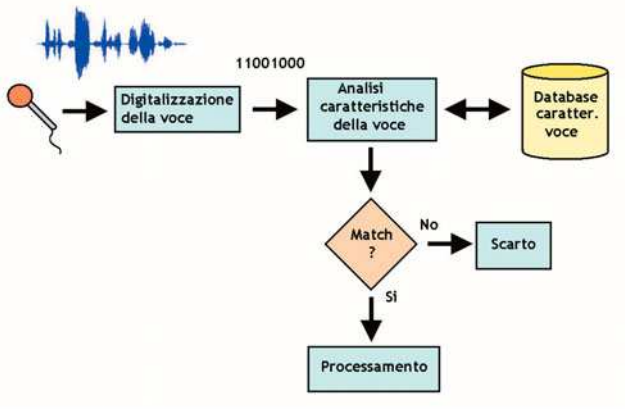


Figura 5 *Processo di riconoscimento voce (voice recognition)*

l'identificazione o verifica della voce intesa come caratteristica biometrica di un individuo (figura 5). Si adotta anche il termine di *Speaker Verification*.
Oggi, la grande sfida per la Ricerca a livello mondiale è indirizzata principalmente ai sistemi di Riconoscimento Vocale Automatico, o *Automatic Speech Recognition* (ASR).

Concetto di perplexity

Una misura della difficoltà del compito, che tiene conto in sè della taglia del dizionario e del modello di linguaggio adottato, è detta *perplexity* (traducibile con "complicazione", "confusione"), che si può in breve definire come la media geometrica del numero di parole che possono seguire una data parola.
Uno dei più noti e potenzialmente più utili campi a bassa *perplexity* (~10) è quello del riconoscimento di cifre numeriche. Per la lingua Inglese, il riconoscimento speaker-independent di cifre numeriche per una parlata in continuo e limitatamente ad applicazioni in ambito telefonico, può raggiungere un tasso di errore di circa lo 0.3%.
Un altro esempio di applicazione a moderata perplexity (~60) è quello della gestione USA di registri di navigazione (con dizionario di 1000 vocaboli), detto Resource Management, in cui le richieste possono essere fatte su vari vascelli navali dislocati nell'Oceano Pacifico. La migliore performance di questo sistema, che è speaker-independent, dà un tasso di errore inferiore al 4% e utilizza un modello a coppie di parole che vincola e riduce le possibilità di errore.

Più di recente gli studi si sono concentrati sul riconoscimento del parlato spontaneo. Ad esempio, il servizio di informazione aereo USA (Air Travel Information Service, ATIS), che impiega dizionari di circa 2000 parole e manifesta un tasso di errore inferiore al 3%.
Applicazioni ad alta perplexity e con dizionari di migliaia di parole sono stati pensati per gli ambiti di dettatura automatica. Dopo aver lavorato su sistemi di riconoscimento a singola parola e speaker-dependent per parecchi anni, si è battuta la strada di adottare (dagli anni '90) dizionari molto ampi (20.000 parole e oltre), alta perplexity (circa 200), modalità speaker-independent e parlata continua.
Dopo i forti progressi raggiunti nelle prestazioni, queste metodiche sono ora impiegate all'interno di network telefonici e cellulari in diversi paesi. Nei prossimi anni il riconoscimento vocale in ambito telefonico si prevede che sarà sempre più diffuso nel mondo.

Modelli di speech processing

Il modello di riconoscimento più semplice si può descrivere con un macchina a stati in cui, ad ogni determinata parola viene associato in modo esplicito un certo set di possibili parole susseguenti.
Modelli più generici, che si avvicinano al linguaggio naturale, vengono caratterizzati in termini di una grammatica sensibile al contesto (*context-sensitive*).

La caratteristica "Fluent speech"

Uno scoglio consistente per il riconoscimento vocale è rappresentato dalla natura "fluente" del linguaggio naturale, nel senso che le parole, nella pratica, vengono pronunciate legate una all'altra e quindi, quando le pronunce sono simili, i significati possono essere confusi facimente.
Questo fatto costituisce un serio impedimento per il riconoscimento vocale, poichè in tali casi risulta difficile scomporre in fonemi le parole pronunciate. Il cervello umano svolge agevolmente

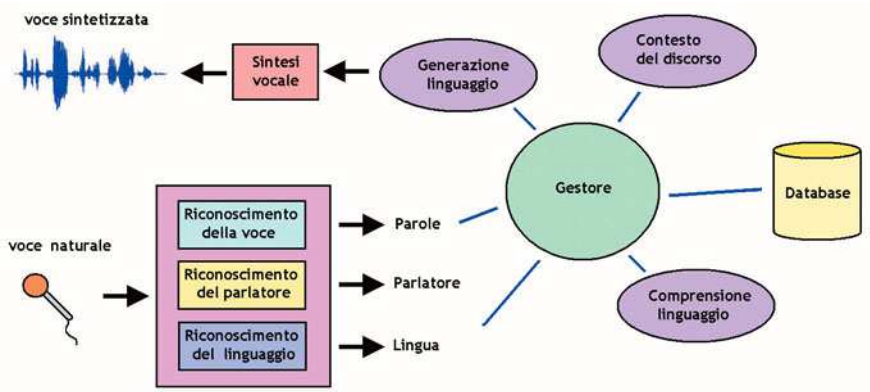


Figura 6 Schema a blocchi di un sistema di Speech Processing

electronics forum
www.fortronic.it

The Green Age begins

Convegno focalizzato sulla "Direttiva RoHS" e premio F.I.O.R.E. dedicato alle imprese che hanno già adeguato i processi produttivi

Gli incontri

Connessione & Cablaggio
23 maggio
Milano

Convegno RoHS Premio F.I.O.R.E.
4 luglio
Milano

BIAS
20-23 settembre
Milano

RF & Wireless
Ottobre
Milano

Power
Dicembre
Bologna

Opto&Display
Febbraio 2007
Milano

Electronics Forum
Marzo
Roma

Premio F.I.O.R.E.
Farnell InOne RoHS Elected

Milano, 4 luglio 2006

promosso da

FARNELL inone

assodel
Associazione Nazionale Fornitori Elettronica

ECOQUALIT
Associazione Italiana Progettazione Elettronica

TECNO IMPRESE
Via Console Flaminio, 19 - 20134 Milano
+39 02 210.111.1 - Fax +39 02 210.111.222
cons@tecnoimprese.it - www.tecnoimprese.it

Una giornata di approfondimento sull'impatto della **Direttiva RoHS** *(Restriction of use of certain hazardous substances)* nell'industria elettronica. Un premio per valorizzare l'impegno ambientale delle imprese italiane che si sono maggiormente distinte per aver sviluppato e adottato soluzioni e tecnologie RoHS compliant all'avanguardia.

Un'occasione di incontro tra esponenti istituzionali, associazioni, imprese ed esperti di ambiente che si confronteranno per offrire lo scenario di riferimento e le prospettive della produzione verde.

IL PROGRAMMA

h. 10.00 **Convegno The Green Age**
Sessione plenaria sulla Direttiva RoHS e sullo stato attuale della conformità delle imprese italiane alla normativa

h. 12.00 **Premio F.I.O.R.E.**
Cerimonia di premiazione

h. 14.00 **Workshop aziendali**
Seminari tecnici paralleli sulle tecnologie di produzione lead-free e le problematiche logistico-amministrative

Crowne Plaza Hotel
San Donato Milanese (MI)

Ingresso gratuito previa registrazione su www.farnellinone.it • www.fortronic.it

Per informazioni: Laura Baronchelli - tel 02 210.111.251 - l.baronchelli@tecnoimprese.it

Codice MIP **251043**

questo compito, ma per un computer è ancora estremamente gravoso.

Trends

Oggigiorno è sempre più sentita la tendenza a impiegare la voce come modalità aggiuntiva sia di input che di output, tipicamente come metodica da integrare nel contesto di un'interfaccia multimediale insieme alla classica tastiera e al mouse. In certe situazioni un microfono può rappresentare un'interfaccia più economica e robusta, specialmente in ambienti particolarmente "ostili", rispetto alla tastiera.
Le applicazioni moderne tendono ad espandersi anche nell'accessiblità al Web, per presentare l'output sia in formato testo che vocale o per fornire l'input sia come testo scritto che mediante tastiera o microfono.
Nell'ambito Web si tende inoltre a favorire l'utilizzo e la diffusione di un set standard limitato di "comandi universali" che semplifichino l'utilizzo delle interfacce vocali.

Limitazioni di impiego

Vi sono situazioni in cui l'interfaccia vocale non è propriamente utilizzabile, ad esempio quelli in cui si richiede una particolare discrezione, come nella comunicazione di informazioni personali o per ragioni di sicurezza. A ciò si aggiungono le casistiche che comportano l'arrecare disturbo a persone nelle vicinanze o gli ambienti particolarmente rumorosi, per cui la voce sarebbe sovrastata.

CARATTERISTICHE DELLA TECNOLOGIA DEL RICONOSCIMENTO VOCALE AUTOMATICO

Uno degli obiettivi principali di applicazione dell'ASR è la realizzazione di un'interfaccia completamente svincolata da mani e occhi per l'interazione nei confronti della "macchina".
Gli sviluppi, allo stato dell'arte, hanno raggiunto importanti livelli degni di nota nell'ottica di realizzare sistemi completamente automatici e interattivi.
La tecnologia del riconoscimento vocale è estremamente complessa, in quanto coinvolge numerose discipline di diversa natura, tra cui:

- Signal Processing
- Acustica
- Riconoscimento di pattern
- Teoria dell'Informazione e della Comunicazione
- Linguistica
- Fisiologia del linguaggio
- Scienze del computer
- Psicologia

L'approccio al problema prevede alcuni passi fondamentali:

- L'analisi delle frequenze del linguaggio, tenendo in considerazione la morfologia dell'apparato fonatorio umano.
- Il processamento delle forme d'onda acustiche, tradotte in forma digitalizzata allo scopo di ricavare i cosiddetti vettori caratteristici (*feature vectors*).
- L'estrazione delle informazioni più significative, nella forma di vettori acustici (*acoustic vector*).

In particolare, il vettore acustico è la rappresentazione di un'emissione vocale ad un determinato istante e comprende:

- Lo spettro di potenza nel breve termine.
- La rappresentazione della forma del tratto vocale.
- La stima delle ampiezze e delle frequenze in banda costituenti il segnale.

CAMPI DI APPLICAZIONE DELLA TECNOLOGIA VOCALE

Le possibili applicazioni della tecnologia vocale in genere riguardano tutti gli aspetti correlati all'azione della voce umana. In questo senso, i campi di applicazione spaziano dalla sintesi vocale e dai metodi di registrazione e di scrittura per non vedenti, alla trasmissione e ai processi di riconoscimento.
Diversi anni fa i primi studi misero in risalto alcuni dei potenziali campi di applicazione della tecnologia vocale, tra cui:

- Sintesi vocale (sistemi risponditori vocali).
- Trasmissione digitale e memorizzazione (crittografia ottimizzata di segnali).
- Tecniche di verifica e identificazione del parlato (controllo di accessi, applicazioni nel campo della sicurezza e della Legge).
- Ausilii all'handicap.

- Diagnostica medica di patologie legate al linguaggio.
- Riconoscimento vocale (dettatura automatica, comando e controllo).
- Tecniche per il miglioramento della qualità del segnale vocale (filtraggio da rumore).

Tra gli sviluppi piu recenti vi sono la dettatura di testi o il data entry di informazioni di tipo testuale, la telefonia gestita tramite computer , le stazioni di comando e controllo, l'automazione domestica, le interfacce per il Web, i sistemi portatili, ecc.. Tuttavia, sistemi ideali, capaci di un riconoscimento al 100% in condizioni di rumore ambientale e speaker-indipendent e capacità di gestire vocabolari di grandi dimensioni, non esistono ancora.
I sistemi moderni che utilizzano l'interfaccia vocale permettono l'accesso a servizi o applicazioni di varia natura in maniera estremamente semplificata e immediata, si pensi ad esempio agli annunci degli orari in una stazione ferroviaria che, se generati con sistemi automatizzati di sintesi vocale, hanno portato a un'enorme riduzione nei costi di gestione del servizio.
Per quanto riguarda l'ausilio ai disabili, la tecnologia moderna permette di offrire l'accesso agli strumenti tecnologici anche a persone anziane o portatrici di handicap, come nei casi di interfaccia per PC, dettatura automatica per non vedenti, ecc.. Questi sono solo alcuni dei vantaggi della tecnologia vocale.
Altri settori interessati sono per esempio nell'assistenza alla didattica, come ausilio alla lettura, alle terapie infantili per colmare ritardi dello sviluppo e casi di dislessia, ai sistemi per l'apprendimento di lingue straniere.
Il controllo vocale può essere molto utile in quei contesti, cosiddetti "hands free", come l'automobile, per non distrarre la guida, o nei sistemi di l'inserimento dati in situazioni ambientali sfavorevoli, come la dettatura automatica di dati clinici in sala operatoria.
Le tecnologie vocali sono mature per essere utilizzate in applicazioni su larga scala:
Call Center, Servizi informativi, Aziende, Strumenti.

Abbonati oggi!

www.farelettronica.com/abbonamento

fare elettronica

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

Applicazioni software

Riguardo le applicazioni software, i sistemi di riconoscimento vocale utilizzati oggigiorno ricadono in due categorie principali: sistemi su PC a parlata continua e *speaker-dependent* e sistemi *speaker-indipendent* impostati su server.
I sistemi speaker-dependent richiedono una fase di training, cioè di "addestramento" da parte dell'utente prima dell'utilizzo effettivo e offrono le migliori prestazioni perchè tarati al meglio.
Le applicazioni speaker-indipendent, invece, non richiedono alcun input preliminare o una particolare conoscenza della voce dell'utilizzatore. Sono intese per l'interfacciamento con il maggior numero di utenti e manifestano quindi alcune restrizioni, come sul set di vocaboli e sulla tolleranza al rumore ambientale.

Prodotti Software

In passato, tra le prime compagnie a immettere prodotti commerciali vi fu ad esempio Covox, negli anni '80, con applicazioni per il celebre Commodore 64, l'Atari 400/800 e infine il PC IBM a metà degli anni '80.

Sistemi per la dettatura automatica su PC

Attualmente si trovano software commerciali con ampi dizionari per sistemi di dettatura dedicati alla stesura di documenti. Questi sistemi generalmente richiedono che il parlatore effettui delle pause tra una parola e l'altra. Le prestazioni migliorano se si restringe il campo a specifiche applicazioni, ad esempio per la compilazione di cartelle cliniche in ambito ospedaliero.
Tra i prodotti software per la dettatura possiamo menzionare Dragon NaturallySpeaking® di Scansoft, che consente l'uso del PC "hands-free" e permette all'utilizzatore di creare documenti velocemente, inviare e-mail, controllare il desktop, eccetera.
Il software si integra con tutti gli applicativi di Windows®, come Microsoft® Office, eccetera.
Come ordine di grandezza per le prestazioni, disponendo di un Pentium III e di memoria RAM dell'ordine di 512 MB, il tasso di precisione raggiunge il 95% e la velocità di trascrizione è di circa 160 parole al minuto. Un altro sistema di dettatura per PC, adatto per ambienti Windows, MacIntosh e Linux, è ViaVoice di IBM.

Applicazioni per il Web

Nell'ambito dei servizi vocali per l'accesso al Web vi sono, ad esempio, i linguaggi VoiceXML e SALT. Inoltre, vi è il kit di Microsoft "Speech Application SDK", che permette di creare un'interfaccia vocale per applicazioni Web in grado di riconoscere comandi vocali e di comunicare all'utente risposte sia vocali che visive.

Networks Neurali

I dispositivi Neurali artificiali sono sistemi computerizzati che simulano il comportamento dei neuroni e riproducono il funzionamento del sistema nervoso umano. In un sistema di riconoscimento vocale, un sistema neurale ha bisogno di una fase iniziale di training con l'introduzione di pattern vocali.

Il controllo a distanza

La voce è un ottimo tramite per controllare dispositivi a distanza. Nella composizione di numeri telefonici, per esempio, gli utenti possono effettuare le chiamate fornendo soltanto un identificatore vocale (ad esempio: "chiamare casa").
Per semplificare le transazioni di pagamento con carte di credito o telefoniche, sono stati ideati applicativi software, come quello sviluppato dai laboratori AT&T, che sono in grado di riconoscere frasi *speaker-independent* contenenti alcune determinate parole-chiave, come frasi del tipo "Voglio pagare con la mia carta di credito".
Anche se il progresso è stato notevole, le macchine sono ancora lungi dal riconoscere il parlato a livello di conversazione. Per conversazioni telefoniche, il tasso di riconoscimento di parole arriva a circa il 50%. Occorreranno ancora parecchi anni prima di ottenere dizionari illimitati e dettatura continua di tipo speaker-independent.

Applicazioni in campo radiologico

Nel campo della radiologia è particolarmente sentita l'esigenza di controllare le apparecchiature a distanza, soprattutto per minimizzare gli effetti delle radiazioni sui tecnici addetti al servizio. Philips Speech Processing distribuisce in Italia la tecnologia software di riconoscimento vocale "SpeechMagic", indirizzata a questo mercato.

Applicazioni in campo biometrico

La Biometrica consiste in una moltitudine di metodi automatici per riconoscere una persona sulla base delle caratteristiche fisiche o del comportamento. Le caratteristiche considerate sono il viso, le impronte digitali, la forma delle mani, la grafia, l'iride, la retina e, non ultima, la voce. Tra le recenti applicazioni vocali in campo biometrico vi è la carta di credito dotata di chip per il riconoscimento vocale che riconosce la voce del proprietario, realizzata dalla Beepcard di Santa Monica, California (Usa).

Telefonia cellulare

Diversi sono i produttori di cellulari che hanno da tempo sviluppato software per utilizzare il cellulare con il solo ausilio della voce.
Combinando la tecnologia Bluetooth con il riconoscimento vocale, è sufficiente pronunciare il nome della persona da chiamare e il telefono compone il numero corrispondente.

SINTESI VOCALE

La Sintesi vocale è il procedimento di produzione della voce umana a partire dal testo (modalità *text-to-speech*) e offre difficoltà molto meno gravose del riconoscimento.
Fin dai tempi del mitico "Commodore 64", ci si è abituati a utilizzare programmi per la sintesi vocale, che oggigiorno raggiungono ottimi livelli di fedeltà.
Uno schema-base di sintesi vocale è rappresentato nella figura 7, in cui il testo da leggere viene dapprima passato a un *generatore di fonemi*. In base a una *grammatica* (che contiene le regole per la scansione del testo) e a un *dizionario*, si scompongono le parole in fonemi. A questo punto, in base a una libreria contenente i campioni audio dei vari fonemi, si genera lo spettro vocale. I fonemi vengono emessi uno di seguito all'altro, senza introdurre pause di "silenzio".
Un ulteriore procedimento che si aggiunge alla Sintesi è il controllo della prosodia, cioè quella tecnica che simula l'emozione e le inflessioni della voce.
L'ultimo compito è svolto dal *Sintetizzatore* che emette il segnale vocale per mezzo, tipicamente, della scheda audio del PC.
Esempi di applicazioni:

- L'Istituto di Scienze e Tecnologie della Cognizione, sezione di "Fonetica e Dialettologia" del CNR di Padova, cura il software "Festival" in Italiano per la Sintesi Text-to-Speech.
- I Laboratori AT&T producono "Natural Voices", di cui è possibile accedere alla versione demo Text-To-Speech sul Web (figura 8).

Per entrambi, interessante è la possibilità di scaricare i file in formato wave per usi personali; con poche istruzioni HTML, ci si può costruire a costo zero un proprio sistema di training per praticare le lingue straniere.

Chip per la sintesi vocale

Riguardo i chip di sintesi vocale, in passato se ne sono prodotti diversi modelli. Tra i più noti, ad esempio, intorno agli anni '80 fu introdotto da General Instruments l'SPO256-AL2, conosciuto tra gli hobbisti come *Speech Allophone Processor*. Tra quelli moderni più avanzati, vi è il chip RSC-4128 di Sensory, che svolge principalmente la funzione di riconoscitore vocale e verrà trattato ampiamente nel seguito.

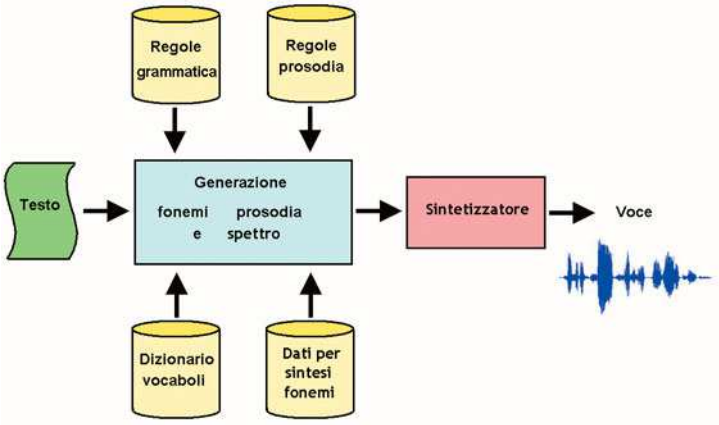


Figura 7 Schema a blocchi di un sistema di Sintesi Vocale

DISPOSITIVI PER IL RICONOSCIMENTO E LA SINTESI VOCALE

Dispositivi portatili

Tra i dispositivi moderni dotati di dizionari di vocaboli a grande capacità, speaker-indipendent e possibilità di riconoscimento di intere frasi, vi è *Phraselator*, di VoxTec.
Si tratta di un dispositivo portatile in dotazione all'Esercito USA in Afganistan,

Figura 8 Schermata del sito AT&T Labs

che permette di tradurre in real time frasi dall'Inglese verso altre lingue, anche arabe.

Schede

La tecnologia del riconoscimento vocale è disponibile su schede PCI basate sull'impiego di componenti DSP, come i prodotti di Natural Speech Communication. Il mercato di interesse è quello della telefonia. Una singola scheda può gestire un elevato numero di canali.

Circuiti integrati

Parallelamente alle tecnologie nel settore Software, per i chip vi è stato un progressivo e costante aumento delle capacità computazionali, in accordo con la Legge di Moore.

DSP ad alte prestazioni

Tra i recenti DSP ad alte prestazioni vi è la serie TMS320C6000 di Texas Instruments. Questi chip sono indicati per applicazioni in cui si richiede alta precisione e ampia gamma dinamica.
Sono adatti al trattamento di dati in tempo reale per rendering, trasmissione, compressione e codifica, caratteristiche che li rendono ideali per la biometrica e il riconoscimento vocale.
Nell'ambito della guida di autoveicoli, la ST Microelectronics produce un kit "mani libere", basato su interfaccia Bluetooth, che supporta le funzioni di riconoscimento vocale, cancellazione di eco, soppressione del rumore, più controllo automatico di guadagno e

Figura 9 Il microcontrollore Sensory RSC-4128

interfaccia audio.
Questo dispositivo costituisce un sistema completo su singolo chip ed è basato su un nucleo DSP a 24 bit ad elevate prestazioni, con incorporata memoria dati e di programma, convertitori AD/DA Sigma-Delta stereo a 16 bit, interfaccia SPI/I2C, interfaccia per memoria esterna e funzione PLL.
Per supportare la selezione vocale dei numeri di telefono, utilizza un software di riconoscimento speaker-dependent. Inoltre, la scheda contiene tutti i componenti necessari per un'interfaccia audio analogica e per pilotare un telefono GSM. Il software di riconoscimento supporta la modalità speaker-dependent per selezionare i numeri telefonici da una rubrica personale tramite menu vocali.

CHIP DI SENSORY

Sensory Inc. produce microcontrollori per il rico-

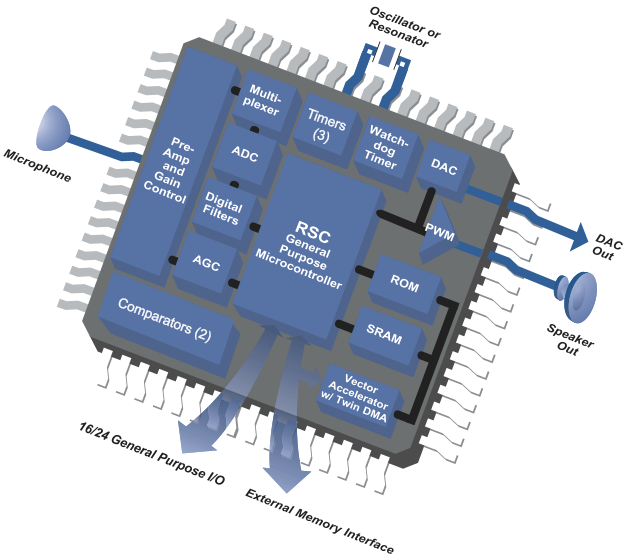


Figura 10 Schema a blocchi del RSC-4128

noscimento vocale indicati nei dispositivi di comunicazione e per l'elettronica di consumo. Le tecnologie supportate includono il riconoscimento vocale, la sintesi vocale, la registrazione/riproduzione e la sintesi musicale.

Alcuni prodotti che utilizzano il chip Sensory RSC-4128

Il microcontrollore RSC-4128

L'RSC-4128 (figura 9) di Sensory rappresenta la nuova generazione di processori in grado di gestire la voce e l'I/O analogico di tipo mixed signal. L'RSC-4128 è stato ideato per mettere in atto le tecniche più moderne di riconoscimento vocale in prodotti di tipo consumer e a basso costo.

Basato su un core a microcontrollore da 8 bit, l'RSC-4128 è composto di blocchi funzionali ottimizzati per il processamento vocale, sia digitale che analogico ed è in grado di effettuare un riconoscimento preciso e di alta qualità.

Supporta la tecnologia Sensory FluentChip™ , la quale mette in atto algoritmi avanzati di riconoscimento, come i modelli HMM e Neurali.

Inoltre, la modalità innovativa *Speaker Verification* è ideale per applicazioni nel campo della sicurezza di password vocali anche con rumore ambientale consistente.

In più, l'impiego di una recente tecnica di compressione vocale ad alta qualità riduce il data rate di un fattore 5, rispetto ai sistemi tradizionali.

Come già accennato, il chip può effettuare anche sintesi musicale a 8 voci MIDI compatibile, in contemporanea alla funzionalità vocale.

Per quanto riguarda il dizionario di riconoscimento, l'RSC-4128 supporta la possibilità di creare un proprio dizionario di vocaboli di tipo speaker-indipendent semplicemente digitando il desiderato set di parole da tastiera, senza dover svolgere la tradizionale sessione di registrazione per addestrare il riconoscitore.

Oltre a queste caratteristiche, il dispositivo ha la proprietà di poter funzionare in modalità *Power Down*, con risparmio di energia per le batterie. Il "risveglio", ossia la modalità *Audio Wakeup*, si verifica su un evento audio che fa da trigger, ad esempio un battito di mani o un fischio.

L'*audio wakeup* è indicato per le applicazioni di lunga durata, in cui è richiesto un funzionamento sempre vigile.

Il modulo ibrido VR Stamp

Il VR Stamp della Sensory Inc, è un modulo completo con il quale è possibile implementare le funzionalità di riconoscimento vocale, sintesi vocale, sintesi musicale e touch-tone.

Realizzato in package dual-in-line a 40 pin (figura 11), VR Stamp consente di sfruttare tutta la tecnologia Sensory nel modo più semplice possible.

Si può inserire facilmente su qualsiasi scheda, prevedendo semplicemente uno zoccolo a 40 pin dual-in-line.

Al momento, costituisce la soluzione più semplice ed immediata per aggiungere le funzionalità di riconoscimento vocale alla propria applicazione.

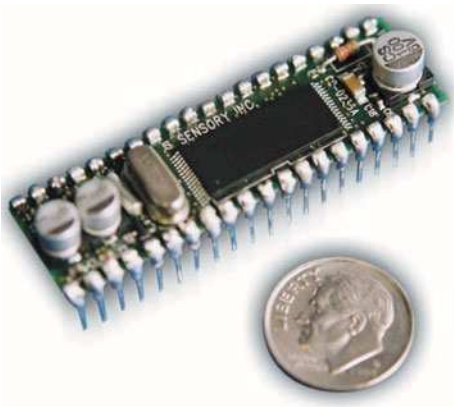


Figura 11 *Il modulo VR Stamp - notate le sue dimensioni*

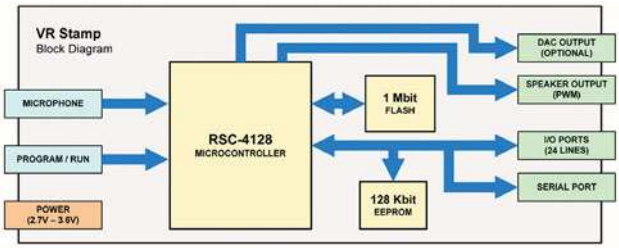


Figura 12 *Schema a blocchi del modulo VR Stamp*

Caratteristiche funzionali

Le caratteristiche principali del VR Stamp, riassunte nella tecnologia FluentChip™, sono le seguenti:

- Rispondenza alle tecnologie di tipo "Speaker Independent" (SI) e "Speaker Dependent" (SD), con alta immunità al rumore.
- Disponibilità di numerosi dizionari, per usi internazionali (anche l'Italiano), in modalità SI.
- Compressione audio ad alta qualità (2.4-10.8 kbps) ed effetti sonori realizzati grazie all'impiego della tecnologia SX
- Tecnologia "Speaker Verification" (SVWS), indicata per il riconoscimento biometrico di password vocali.
- Possibilità di effettuare le funzioni Record e Playback.
- Utilizzo di Sintetizzatore musicale MIDI-compatibile ad 8 voci e sintesi Touch Tone (DTMF).
- Modalità di funzionamento "Audio Wakeup".

Caratteristiche hardware

Il modulo VR Stamp costituisce una valida soluzione integrata, in quanto incorpora le seguenti parti:

- Controllore RSC-4128
- Memoria Flash da 1Mbit
- Memoria dati EEPROM di tipo seriale con capacità di 128Kb
- Oscillatori da 14.3MHz (principale) e da 32KHz (per time keeping)
- 24 linee di I/O
- Preamplificatore microfonico con controllo automatico di guadagno incorporato (AGC)
- Uscita audio a conversione Digitale/Analogica di tipo PWM

Consumi

Il modulo richiede una tensione di alimentazione compresa tra 2.7V e 3.6V.
La corrente assorbita (a VDD=3V) varia da 26 mA in funzionamento normale a meno di 20uA in sleep mode.

SISTEMI DI SVILUPPO VRSTAMP

Scheda di programmazione

La scheda di programmazione e sviluppo per VR Stamp, in figura 13, consente di trasferire il file di programmazione per la propria applicazione nel modulo VR Stamp attraverso una connessione USB con il PC.
La scheda è dotata di microfono e connettori per uscita Digitale/Analogica e PWM.
L'alimentazione è a 12VDC.
Tutti i pin del modulo VR Stamp sono disponibili sul connettore laterale a passo 2,54mm. Lo zoccolo ZIF permette l'inserimento e l'estrazio-

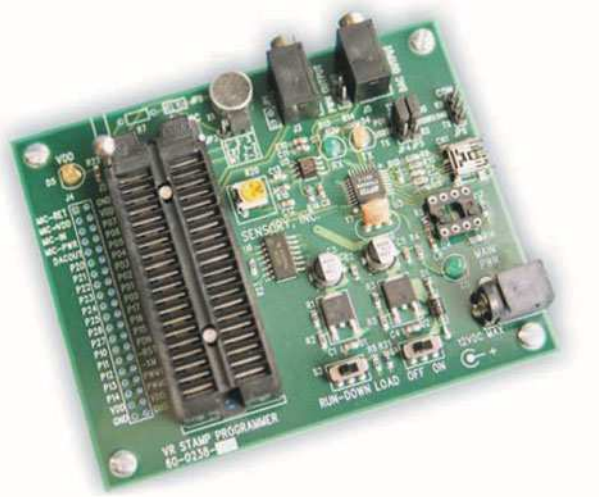


Figura 13 La scheda di programmazione

Figura 14 Il sistema di sviluppo VR Stamp Toolkit

ne del modulo senza danneggiare i pin.

Toolkit

Il VR Stamp Toolkit, sistema di sviluppo per VR Stamp, contiene tutto il necessario per sviluppare applicazioni di riconoscimento vocale.
Il kit comprende:

- 2 moduli VR Stamp
- 1 scheda di programmazione
- Compilatore C
- Software Quick Synthesis™ per la compressione audio
- Software Quick Text-To-SI™ Lite (QT2SI-Lite) per la creazione di comandi vocali Speaker Independent in diverse lingue tra cui l'italiano
- Librerie specifiche per la tecnologia FluentChip™
- Altoparlante
- Cavo USB per la connessione al PC

PROSSIMAMENTE

È in previsione un corso pratico in più puntate sul VR Stamp.
I chip prodotti da Sensory Inc., in particolare il modulo VR Stamp, saranno al centro della nostra trattazione.
Riguardo il software di sviluppo, il corso verterà sull'ambiente integrato *RSC-4x MikroC* fornito da MikroElektronika per supportare i microcontrollori di Sensory.
Saranno messi a disposizione dello sviluppatore i migliori strumenti e le più innovative tecnologie di riconoscimento e sintesi vocale.

BIBILIOGRAFIA E LINKS SUL WEB

- Sito informativo sul VR Stamp:
  www.VRStamp.it
- Sito del laboratorio CSLI sul Riconoscimento Vocale dell'Universita'di Stanford:
  http://csli.stanford.edu/info
- Toolkit CSLU per l'interazione vocale uomo-macchina a cura dell'Universita'dell'Oregon:
  http://cslu.cse.ogi.edu
- Demo per la sintesi Text-to-Speech dei Laboratori AT&T:
  www.research.att.com/projects/tts/demo.html
- Demo per la sintesi Text-to-Speech "Festival" a cura del CNR di Padova:
  www.pd.istc.cnr.it/FESTIVAL/home/demo-interactive.htm

Codice MIP 251036

Codice MIP 251051

Ordiniamoci le idee.

E-business, consulting, information technology, web solutions.

Soluzioni di e-business, Knowledge Management, supporto forza vendita, soluzioni di web marketing, applicazioni tailor made ed ottimizzazione dei processi aziendali: questi i principali servizi offerti da NewMedia Solutions.

La strategia di NewMedia Solutions è orientata al superamento delle tradizionali barriere verso il fornitore, instaurando con i clienti una relazione di partnership volta a creare un reale valore aggiunto ed un asset competitivo tangibile, un interlocutore professionale e competente che valorizza le potenzialità offerte dalle nuove tecnologie nella trasformazione dei modelli di business tradizionali.

L'assistenza e l'attenzione rivolta ai clienti è orientata al supporto decisionale, aiutando i partner a cogliere i reali vantaggi di questa evoluzione con un atteggiamento proattivo. Questo approccio deriva da una notevole esperienza progettuale e relazionale maturata in anni di progetti con esigenze specifiche per clienti eterogenei.

www.newmediasolutions.it

NewMedia® Solutions

Via San Gregorio 6 - 20124 Milano tel. + 39 02 20 23 161 - fax + 39 02 20 23 1650

Sesta parte
n° 249 - Marzo 2006
Macchine a stati finiti

Settima parte
n° 250 - Aprile 2006
La comunicazione seriale

Ottava parte
n° 251 - Maggio 2006
La conversione digitale-analogico

CPLD by Example

Nella puntata precedente abbiamo trattato il tema della comunicazione seriale. In questa puntata ci occuperemo di conversione D/A e metteremo a punto un nuovo progetto pratico.

Un requisito frequente in elettronica è quello di convertire i segnali dalla forma digitale a quella analogica. Collegare una circuiteria digitale a dei sensori o attuatori è relativamente semplice, se i dispositivi sono essi stessi di natura digitale. Interruttori, relè o encoders si possono facilmente interfacciare con circuiti a gate logici in virtù della natura di tipo on/off dei loro segnali.
Tuttavia, quando sono coinvolti dispositivi analogici, l'interfacciamento diventa un pò più complesso; quello che serve è un modo per tradurre i segnali analogici in quantità digitali (binarie) e viceversa.
Il convertitore analogico-digitale, o A/D, realizza il primo dei due compiti, mentre il convertitore digitale-analogico, o D/A, mette in pratica il secondo. Il convertitore A/D riceve in ingresso una tensione e restituisce in uscita un numero binario; il diagramma a blocchi di principio è come da figura 1.
Il convertitore D/A, d'altro canto, riceve in ingresso un numero binario e genera una corrispondente tensione (figura 2).
Entrambi i dispositivi sono spesso utilizzati nei sistemi digitali di controllo, ad esempio per le applicazioni *automotive*, per fornire una completa interfaccia sia nei confronti dei sensori che verso gli attuatori di tipo analogico. La figura 3 mostra il nucleo di principio di una centralina a microprocessore che controlla dei convertitori A/D e D/A.
Dal punto di vista realizzativo è molto più semplice convertire un segnale digitale in uno analogico che fare il viceversa. In questo articolo esploriamo alcuni metodi con cui trasformare un valore digitale in una tensione analogica.

ESEMPI DI CIRCUITI D/A
LO SCHEMA TIPO R/2ⁿR

Questo circuito, meglio conosciuto come D/A con ingressi a somma pesata, è una variante del classico circuito sommatore con op-amp in configurazione invertente. Il sommatore invertente consiste in un operazionale con retroazione per il controllo del guadagno, a cui vengono inviate diverse sorgenti di segnale tramite opportune resistenze serie.
Nel caso in cui le resistenze al contorno siano tutte uguali, la tensione di uscita è la somma, a polarità invertita, delle tensioni di ingresso (figura 4).

Principio della somma pesata

Se qualcuna delle resistenze di ingresso viene modificata, la relativa tensione di ingresso avrà

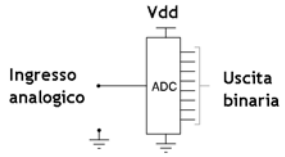


Figura 1 Convertitore A/D

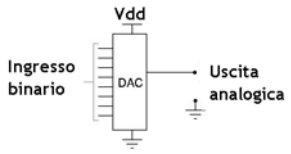


Figura 2 Convertitore D/A

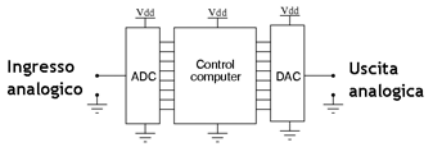


Figura 3 Sistema di controllo completo

La conversione digitale-analogico

di Agostino Rolando

un differente "peso" sull'uscita, la quale non sarà più una precisa somma aritmetica degli ingressi. Supponiamo ora di utilizzare in ingresso valori resistivi diversi tra loro, per la precisione scalati a multipli di due (R, 2R e 4R), situazione rappresentata nella figura 5.
Date le tensioni di ingresso V1÷V3, per il principio di sovrapposizione degli effetti questo circuito fa in modo che il contributo di ciascuna tensione sull'uscita Vout risulti dimezzato a mano che aumenta l'indice; cioè la tensione V_1 ha un peso "1" (poichè il suo "guadagno" è pari a 1), la tensione V_2 ha un peso che vale la metà (il guadagno relativo è pari a 1/2) e V_3 fornisce un contributo ulteriormente dimezzato rispetto a V_2 (guadagno 1/4).
Questi rapporti non sono stati scelti arbitrariamente: corrispondono, infatti, ai pesi propri del sistema di numerazione *binario*.

Esempio con livelli TTL

Vediamo un caso pratico: in figura 6 è rappresentato un circuito D/A di tipo sommatore atto a ricevere in ingresso un numero a quattro bit in formato BCD (Binary-Coded Decimal). I livelli logici di ingresso supponiamo che siano TTL.
A questo punto, se pilotiamo gli ingressi del circuito con delle porte digitali a livello TTL in modo che ciascun ingresso possa valere 0 Volt o 5 Volt, la tensione di uscita sarà la rappresentazione analogica di un numero binario a quattro bit. Le tensioni di ingresso, indicate con V_1, V_2, V_4 e V_8, si riferiscono ai pesi relativi assegnati a ciascun digit del dato binario di ingresso. Così, V_1 rappresenta il bit meno significativo (L*east Significant Bit*, LSB), mentre V_8 si riferisce al bit più significativo (*Most Significant Bit*, MSB).
I digit vengono sommati con le resistenze di peso R1÷R4 indicate nello schema. R5 è la resistenza di feedback che determina il guadagno dell'operazionale.

V8	V4	V2	V1	Vout
0	0	0	0	0
0	0	0	1	-1
0	0	1	0	-2
0	0	1	1	-3
0	1	0	0	-4
0	1	0	1	-5
0	1	1	0	-6
0	1	1	1	-7
1	0	0	0	-8
1	0	0	1	-9
1	0	1	0	-10

Tabella 1 *Andamento della tensione di uscita del circuito di figura 6*

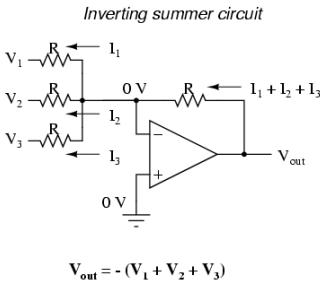


Figura 4 *Circuito sommatore invertente*

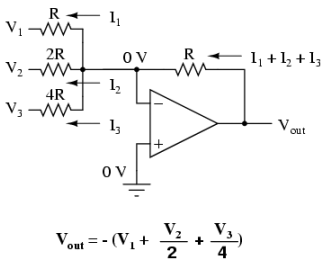


Figura 5 *Circuito sommatore con pesi binari*

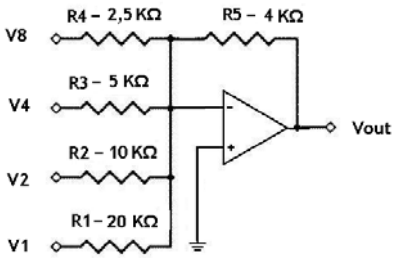


Figura 6 *Schema di convertitore D/A per ingresso BCD a livelli TTL*

I valori resistivi sono stati scelti in modo tale che, nel passare da una cifra alla successiva, essendo le tensioni di ingresso tra 0 e +5 Volt, l'uscita varî a step distanziati di 1 Volt preciso.
Ad esempio, per l'ingresso a peso "1" si genera una tensione in uscita di (-1) x 5V x (4k/20k) = -5V x (1/5) = -1 Volt; similmente, gli ingressi a peso "2", "4" e "8" inducono i contributi di -2, -4 e -8 Volt rispettivamente.
Come risultato, la tensione di uscita assume uno di 10 possibili livelli, come indicato nella tabella 1, in accordo con il codice BCD di ingresso.

Procedura di calcolo

Per ottenere la risposta del convertitore $R/2^nR$, come visualizzato nella tabella, possiamo far uso di un ambiente di simulazione analogico o, più semplicemente, di una procedura software.
La formula per il calcolo è la seguente:

$$V_{out} = -V_1 * R_5 / R_1 - V_2 * R_5 / = R_2 - V_4 * R_5 / R_3 - V_8 * R_5 / R_4$$

dove V_8, V_4, V_2 e V_1 rappresentano il numero binario e possono assumere i valori 0V e +5V.

Esempio con livelli tra 0V e 3,3V

Come altro esempio, se il circuito $R/2^nR$ dovesse essere pilotato con livelli logici tra 0 e +3,3V, per poter ottenere la medesima risposta del caso TTL occorrerebbe aumentare a 6 KOhm la resistenza R5, come da figura 7.
In questo caso, infatti, per l'ingresso di peso "1" ne risulta un contributo in uscita di (-1) x 3,3 x (6k/20k) = -3,3 x (0,3) = -1 Volt circa. Gli altri ingressi sono regolati di conseguenza.

CIRCUITO D/A TIPO R/2R

Un caso particolare dello schema a ingressi pesati è il cosidetto *Sommatore R/2R*, più semplice del precedente perchè realizzato con resistenze tutte uguali tra loro, almeno per la parte che riguarda gli ingressi (figura 8).

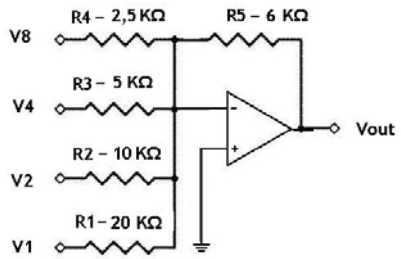


Figura 7 Schema di convertitore D/A per ingresso BCD a livelli 0-3,3V

Svantaggi

Sfortunatamente, lo schema del convertitore $R/2^nR$ comporta non pochi problemi di natura pratica. In primo luogo, la maggior parte delle porte logiche non produce esattamente uscite al livello nominale di tensione (0÷5V, ecc.), per cui le tensioni analogiche in uscita non saranno precise.
Inoltre, vi è l'inconveniente che le resistenze di ingresso, pur utilizzando componenti di precisione, sono di valori diversi e quindi "caricano" in maniera differente i gates di pilotaggio. In ultimo, questo approccio diventa presto impraticabile per parole a molti bit. Infatti, un D/A converter a 12 bit richiederebbe che la resistenza di peso più alto fosse 2048 volte più grande di quella a peso più basso.

CIRCUITO D/A TIPO "LADDER" R-2R

Vi sono alternative preferibili al circuito sommatore ora visto. Lo schema di figura 9, per esempio, rappresenta un approccio migliore alla conversione D/A.
Come nel caso precedente, gli ingressi sono pilotati da porte logiche. In questo circuito si può già da subito evidenziare che ai gate di controllo si presentano valori resistivi di carico uniformi per ogni linea di ingresso, da quella di peso "1" fino a quella di peso "8".
Dunque, il circuito "a scala" (*ladder*) R-2R presenta vantaggi consistenti rispetto al sommatore che abbiamo visto in precedenza: innanzi tutto sono richiesti solo due valori resistivi, al limite un unico tipo di resistenza può essere impiegato. Inoltre, come abbiamo già

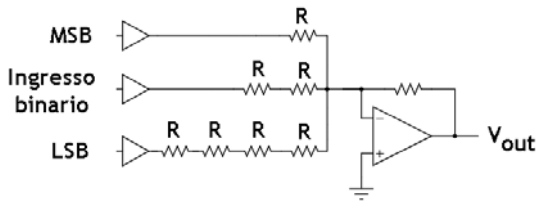


Figura 8 Schema di convertitore D/A tipo R/2R

Network-enable

Prezzi speciali per quantità

Una serie di prodotti che consentono di collegare qualsiasi periferica dotata di linea seriale ad una LAN di tipo Ethernet. Firmware aggiornabile da Internet, software disponibile gratuitamente sia per Windows che per Linus.

Tutti i prezzi si intendono IVA inclusa.

EM100 Ethernet Module

Realizzato appositamente per collegare qualsiasi periferica munita di porta seriale ad una LAN tramite una connessione Ethernet. Dispone di un indirizzo IP proprio facilmente impostabile tramite la LAN o la porta seriale. Questo dispositivo consente di realizzare apparecchiature "stand-alone" per numerose applicazioni in rete. Software e firmware disponibili gratuitamente.

[**EM100** - Euro **52,**^{00}]

EM120 Ethernet Module

Simile al modulo EM100 ma con dimensioni più contenute. L'hardware comprende una porta Ethernet 10BaseT, una porta seriale, alcune linee di I/O supplementari per impieghi generici ed un processore il cui firmware svolge le funzioni di "ponte" tra la porta Ethernet e la porta seriale. Il terminale Ethernet può essere connesso direttamente ad una presa RJ45 con filtri mentre dal lato "seriale" è possibile una connessione diretta con microcontrollori, microprocessori, UART, ecc.

[**EM120** - Euro **54,**^{00}]

EM200 Ethernet Module

Si differenzia dagli altri moduli Tibbo per la disponibilità di una porta Ethernet compatibile 100/10BaseT e per le ridotte dimensioni (32.1 x 18.5 x 7.3 mm). Il modulo è pin-to pin compatibile con il modello EM120 ed utilizza lo stesso software messo a punto per tutti gli altri moduli di conversione Ethernet/seriale. L'hardware non comprende i filtri magnetici per la porta Ethernet. Dispone di due buffer da 4096 byte e supporta i protocolli UDP, TCP, ARP, ICMP (PING) e DHCP.

[**EM200** - Euro **58,**^{00}]

EM202 Ethernet Module

Modulo di conversione Seriale/Ethernet integrato all'interno di un connettore RJ45. Particolarmente compatto, dispone di quattro led di segnalazione posti sul connettore. Uscita seriale TTL full-duplex e half-duplex con velocità di trasmissione sino a 115 Kbps. Compatibile con tutti gli altri moduli Tibbo e con i relativi software applicativi. Porta Ethernet compatibile 100/10BaseT.

[**EM202** - Euro **69,**^{00}]

DS100 Serial Device Server

- *Convertitore completo 10BaseT/Seriale;*
- *Compatibile con il modulo EM100.*

[**DS100** - Euro **115,**^{00}]

Server di Periferiche Seriali in grado di collegare un dispositivo munito di porta seriale RS232 standard ad una LAN Ethernet, permettendo quindi l'accesso a tutti i PC della rete locale o da Internet senza dover modificare il software esistente. Dispone di un indirizzo IP ed implementa i protocolli UDP, TCP, ARP e ICMP. Alimentazione a 12 volt con assorbimento massimo di 150 mA. Led per la segnalazione di stato e la connessione alla rete Ethernet.

[Disponibile anche nella versione con porta multistandard RS232 / RS422 / RS485, codice prodotto **DS100B** - Euro **134,**^{00}].

DS202R Tibbo

Ultimo dispositivo Serial Device Server nato in casa Tibbo, è perfettamente compatibile con il modello DS100 ed è caratterizzato da dimensioni estremamente compatte. Dispone di porta Ethernet 10/100BaseT, di buffer 12K*2 e di un più ampio range di alimentazione che va da 10 a 25VDC. Inoltre viene fornito con i driver per il corretto funzionamento in ambiente Windows e alcuni software di gestione e di programmazione.

[**DS202R** - Euro **134,**^{00}]

E' anche disponibile il *kit* completo comprendente oltre al Servial Device Server DS202R, l'adattatore da rete (12VDC/500mA) e 4 cavi che permettono di collegare il DS202R alla rete o ai dispositivi con interfaccia seriale o Ethernet [**DS202R-KIT** - Euro **144,**^{00}].

EM202EV Ethernet Demoboard

Scheda di valutazione per i moduli EM202 Tibbo. Questo circuito consente un rapido apprendimento delle funzionalità del modulo di conversione Ethernet/seriale EM202 (la scheda viene fornita con un modulo). Il dispositivo può essere utilizzato come un Server Device standalone. L'Evaluation board implementa un pulsante di setup, una seriale RS232 con connettore DB9M, i led di stato e uno stadio switching al quale può essere applicata la tensione di alimentazione (9-24VDC).

[**EM202EV** - Euro **102,**^{00}]

Tabella di comparazione delle caratteristiche dei moduli Ethernet Tibbo

	EM100	EM120	EM200	EM202
Codice Prodotto				
Collegamenti	IC CHIP			RJ45
Porta Ethernet	10BaseT		**100/10BaseT**	
Ethernet magnetico	**Built-in**	Esterno		**Built-in**
Connettore Ethernet (RJ45)	Esterno			**Built-in**
Porta seriale	TTL; full-duplex (adatto per RS232/RS422) e half-duplex (adatto per RS485); linee disponibili (full-duplex mode): RX, TX, RTS, CTS, DTR, DSR; Baudrates: 150-115200bps; parity: none, even, odd, mark, space; 7 or 8 bits/byte; optional RTS/CTS flow control			
N° di terminali I/O per impeghi generali	2	**5**		0
Routing buffer size (bytes)	510 x 2	**4096 x 2**		
Potenza media assorbita (mA)	**40**	50	220	230
Temperatura di esercizio (°C)	**Ambiente**		55	40
Dimensioni (mm)	46,2 x 28 x 13	35 x 27,5 x 9,1	**32,1 x 18,5 x 7,3**	32,5 x 19 x 15,5

FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 - 21013
Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775
Fax. 0331/778112

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA).
Caratteristiche tecniche e vendita on-line:
www.futuranet.it

Codice MIP **251055**

osservato, il carico offerto ai gates logici di pilotaggio è sempre il medesimo, qualunque sia la linea di ingresso. L'impedenza effettiva "vista" da ciascun gate "sorgente" è pari a 3R.
Il circuito si può estendere a numeri binari di ampiezza qualsiasi, cosa che non era praticabile per il caso precedente, a causa dell'obbligo di dover impiegare resistenze di valore via via crescente.
Così, se dobbiamo interfacciare numeri binari ad esempio a 8 bit, anzichè a 4 bit, possiamo semplicemente duplicare l'ampiezza del network a ladder; il valore rappresentato andrà da 0 a 255.
Con un ulteriore raddoppio della struttura si può, naturalmente, arrivare a interfacciare numeri a 16 bit (da 0 a 65535), eccetera.
Il circuito si basa su un operazionale in configurazione non invertente. Si può anche realizzare in versione invertente, all'occorrenza.
Una notazione su questo circuito: anche se si estende la dimensione in bit del Ladder di ingresso, l'uscita rimane nei medesimi limiti di escursione; l'effetto pratico di un aumento nel numero degli ingressi è tale che la tensione di uscita viene suddivisa in livelli più fini di quantizzazione, in definitiva si ha un incremento nella risoluzione.

Teoria di funzionamento

La teoria di base della rete a scala R-2R è abbastanza semplice. Si considera qui una

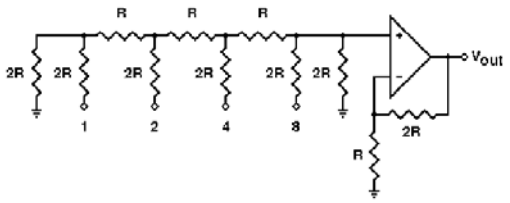


Figura 9 Schema di convertitore a ladder R-2R

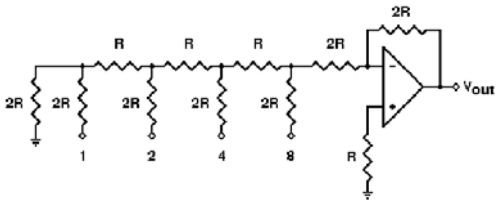


Figura 10 Schema di convertitore a ladder R-2R invertente

spiegazione non rigorosa ma intuitiva, di tipo qualitativo.
La corrente che scorre nelle resistenze di ingresso 2R incontra due diramazioni.
Le resistenze dei due rami sono le stesse (anche qui 2R), così la corrente si suddivide equamente nei due tratti. Metà della corrente segue la strada dei livelli più bassi di magnitudine e non raggiunge l'operazionale, quindi non ha effetto sulla tensione di uscita. Invece, l'altra metà che si "dirige" verso l'op-amp attraverso il network a ladder dà un contributo sull'uscita.
Consideriamo ad esempio l'ingresso "8": la corrente che va verso l'op-amp passa attraverso la resistenza 2R, che è collegata all'ingresso non invertente. All'altro capo della resistenza si genera una tensione pari a 1/3 del livello logico *high*, cioè 5V/3 = 1.667 V. Questa viene amplificata dall'operazionale, in quanto controllato dalla resistenza di retroazione collegata tra l'uscita e l'ingresso invertente.
Con i componenti indicati in figura, il guadagno è pari a 3 (dato da G=2*R/R + 1).

V8	V4	V2	V1	Vout
0	0	0	0	0.000
0	0	0	1	0.625
0	0	1	0	1.250
0	0	1	1	1.875
0	1	0	0	2.500
0	1	0	1	3.125
0	1	1	0	3.750
0	1	1	1	4.375
1	0	0	0	5.000
1	0	0	1	5.625
1	0	1	0	6.250
1	0	1	1	6.875
1	1	0	0	7.500
1	1	0	1	8.125
1	1	1	0	8.750
1	1	1	1	9.375

Tabella 2 Andamento della tensione di uscita del circuito di figura 9

Con questo guadagno, la tensione di uscita per l'ingresso "8" a valore *high* sarà 5/3 x 3 = 5 V.

Calcolo della tensione di uscita

La formula per ricavare la tensione di uscita V_{out} del circuito in funzione degli ingressi è la seguente:

$$V_{out} = V_8 + 1/2 * V_4 + 1/4 * V_2 + 1/8 * V_1$$

Come si può notare dalla tabella 2, la tensione di uscita per l'ingresso "8" a valore *high* è all'incirca la metà della massima escursione di V_{out}.
Inoltre, la massima tensione di uscita di questo circuito è pari a 2*5=10 V meno uno step dato dal bit meno significativo (all'estrema sinistra del ladder), cioè 9,375 V. Infatti la codifica "1111" equivale a:

$$5 + 1/2*5 + 1/4*5 + 1/8*5.$$

Con lo stesso principio, un *ladder* ampio 8 bit produrrà una tensione di uscita massima pari a 9.961 V (cioè data da 255/256 x 10 V).
Modificando il guadagno è possibile scalare l'escursione della tensione di uscita a seconda delle esigenze di progetto.

CIRCUITO A LADDER R-2R INVERTENTE

Per realizzare un convertitore a Ladder invertente si può impiegare lo schema di figura 10.
Anche in questo caso vale la considerazione fatta in precedenza, che lega l'escursione della tensione di uscita al guadagno dell'operazionale.

CIRCUITO D/A TIPO DELTA-SIGMA

Il convertitore *Delta-Sigma* trasforma un numero binario in un treno di impulsi il cui duty cycle (cioè la frazione di tempo in cui il segnale è a livello alto) è proporzionale alla cifra binaria. Il treno di impulsi viene poi filtrato con un passa-basso (ad esempio una rete di tipo R-C) e trasformato in una tensione analogica fedele al valore binario. Con lo schema *Delta-Sigma* è possibile realizzare la conversione digitale/analogica impegnando un solo bit e senza bisogno di amplificatori operazionali. È quindi perfetto per essere implementato entro una CPLD.
La denominazione *Delta-Sigma* è relativa alla struttura interna del convertitore, visibile nello schema a blocchi di figura 11. Il termine *Delta* si riferisce al primo blocco (Δ), che restituisce un segnale di errore calcolato come differenza tra l'uscita del sistema e l'ingresso. Con *Sigma* si intende il secondo blocco (Σ), che serve ad accumulare (sommare) il segnale di errore.

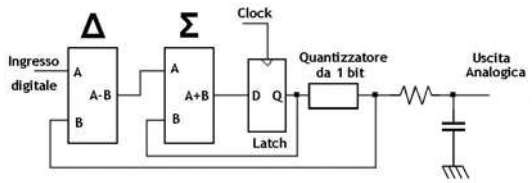


Figura 11 Schema di principio del convertitore Delta-Sigma

Osservazioni

Per il convertitore *Delta-Sigma* occorrono un certo numero di cicli di clock per mediare l'usci-

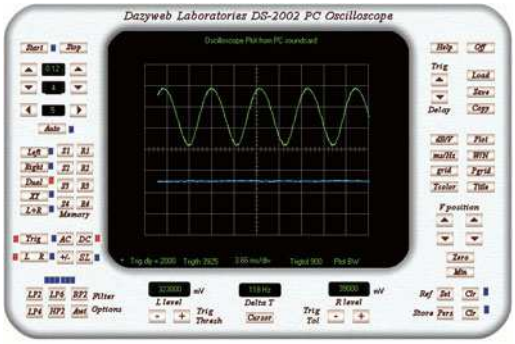


Figura 12a Oscilloscopio

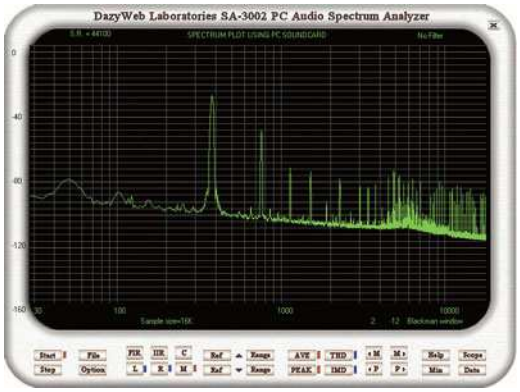


Figura 12b Analizzatore di spettro

Figura 12c Frequenzimetro/Voltmetro in AC

ta con una buona precisione. Ad esempio, dato un convertitore a 8 bit, il clock di funzionamento dovrebbe avere una frequenza 256 volte superiore rispetto alla frequenza di campionamento dell'ingresso per poter codificare il segnale con la risoluzione necessaria.
Questa può sembrare una limitazione per le applicazioni pratiche di questo tipo di convertitore, come può essere ad esempio il caso del bit stream di un CD ROM audio.
Fortunatamente non lo è, dato che la banda di percezione dell'orecchio umano è piuttosto limitata e si riesce quindi, anche con questo tipo di conversione, ad ottenere una soddisfacente riproduzione audio con un clock non molto elevato.
Infatti, per un segnale codificato a 14 bit si ha bisogno del massimo di risoluzione solo nella gamma intorno ai 5-10 Khz. Oltre i 10 Khz, si possono "togliere" un paio di bit e il nostro orecchio non percepisce la differenza. Intorno ai 20 Khz si può ragionevolmente ridurre la risoluzione di ulteriori 5 bit.

SOLUZIONE CON CONVERTITORE D/A INTEGRATO

Tra i vari metodi di conversione digitale-analogica, il più preciso consiste senz'altro nell'impiego di un chip dedicato.
Per le applicazioni hobbistiche è vantaggioso utilizzare componenti a singola alimentazione. Vi sono parecchi dispositivi di questo genere; per limitarsi agli "classici" interfacciabili con microprocessori a 8 bit possiamo citare, ad esempio, il DAC0832 della National Semiconductor, il CA3338 della Intersil oppure il "datato" AD7524, prodotto da Analog Devices e anche da Maxim.

STRUMENTI SOFTWARE PER LA SCHEDA AUDIO DEL PC

In rete sono disponibili diversi applicativi software che simulano gli strumenti più comuni da laboratorio e si interfacciano alla scheda audio di un personal computer. Quelli che riportiamo in questo articolo sono tratti dal sito Dazyweb Laboratories, all'indirizzo:

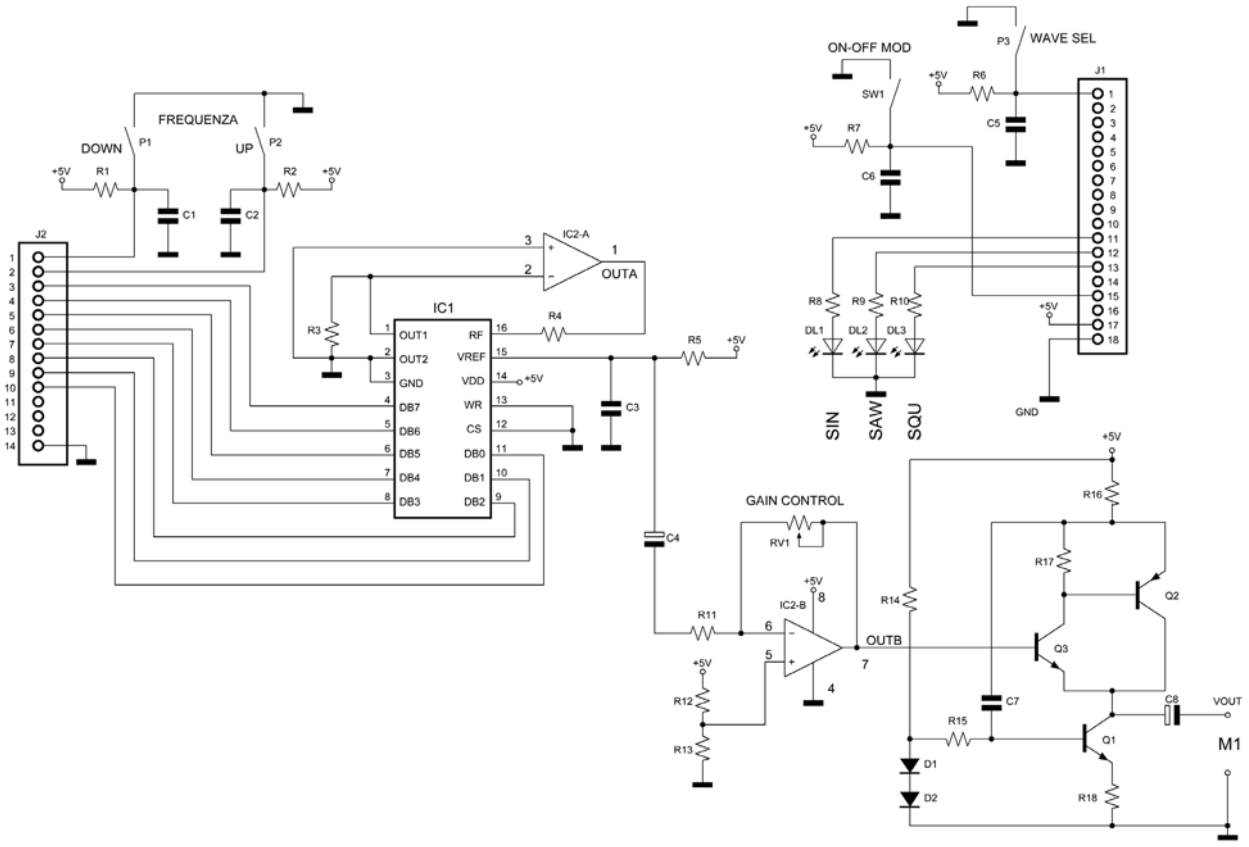
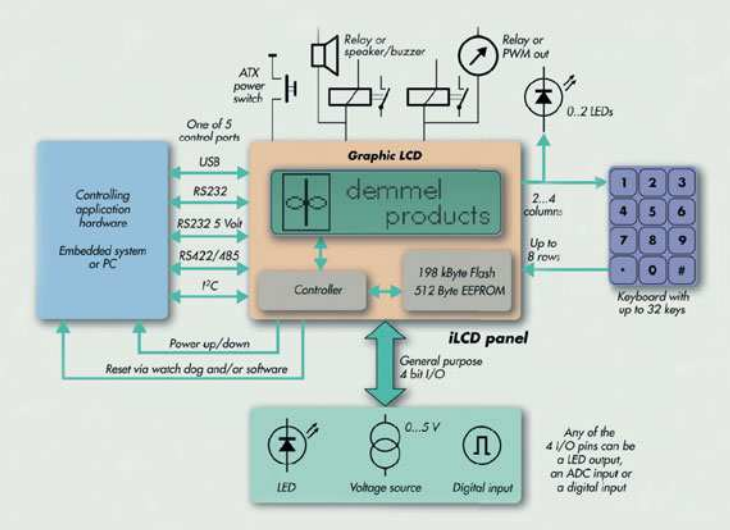


Figura 13 Schema elettrico dell'interfaccia D/A

Un innovativo LCD controller:

Gli iLCD sono una famiglia di innovativi display grafici nati per abbattere drasticamente i tempi di sviluppo.
È possibile creare in maniera molto semplice e rapidissima numerosissime schermate utilizzando tutti i fonts di windows, animazioni, templates e macro, grazie ad un software gratuito.

Solo con questi prodotti è possibile lasciare al display tutta la gestione della grafica.
Sono disponibili versioni con touch screen.



CARATTERISTICHE HARDWARE

- Supporto per tastiera fino a 32 tasti
- Supporto per 6 LED (on/off/blinking)
- 4 ingressi analogici o digitali
- Cotrollo per 2 relè (max 100mA)
- 198Kbyte FLASH 512Byte EEPROM
- Possibilità di gestire un alimentatore ATX
- Contrasto e retroilluminazione gestibili via software
- Firmware aggiornabile via RS232 o USB

INTERFACCE

- USB
- RS232 (110Baud.. 115200Baud)
- RS422 e RS485
- I2C Bus

122x32 pixel

128x64 pixel

240x128 pixel
con Touch-Screen

320x240 pixel
con Touch-Screen

netwaves.it

INWARE SRL
Via Cadorna, 27/31
20032, Cormano, MI - Italy

Tel.: +39 02.66504794
Fax: +39 02.66508225

info@inware.it
www.netwaves.it

www.geocities.com/haplessengineer.
Questi programmi sono di tipo freeware e comportano alcune limitazioni per il loro utilizzo: innanzi tutto la banda gestibile, che è ovviamente determinata dalla scheda audio di cui si dispone; poi, per quanto riguarda l'ampiezza del segnale di ingresso, l'ampiezza massima tollerabile è di poco superiore a 1 Volt picco-picco, per non far saturare gli stadi di ingresso. Inoltre, l'accoppiamento può essere solo in A/C. Tuttavia, nonostante queste limitazioni e considerando anche la gratuità di questi mezzi, bisogna ammettere che possono essere molto utili per testare circuiti in banda audio. Nelle figure 12 a,b,c ne sono riportati alcuni esempi.

CIRCUITO CON INTERFACCIA DIGITALE/ANALOGICA

Prendiamo ora in esame un nuovo circuito da interfacciare alla scheda-base per CPLD che abbiamo descritto nel corso delle puntate precedenti. L'idea di partenza è stata quella di realizzare un Generatore di Funzioni completamente programmabile e a basso costo, per usi di laboratorio.

Descrizione

Nel circuito, riportato in figura 13, l'integrato IC1 è un D/A converter CMOS adatto per l'interfacciamento con microprocessori a 8 bit. Il dato parallelo viene caricato in modo analogo al ciclo di scrittura di una memoria RAM, con i segnali Chip Select e Write. L'alimentazione può variare da +5 a +15V.

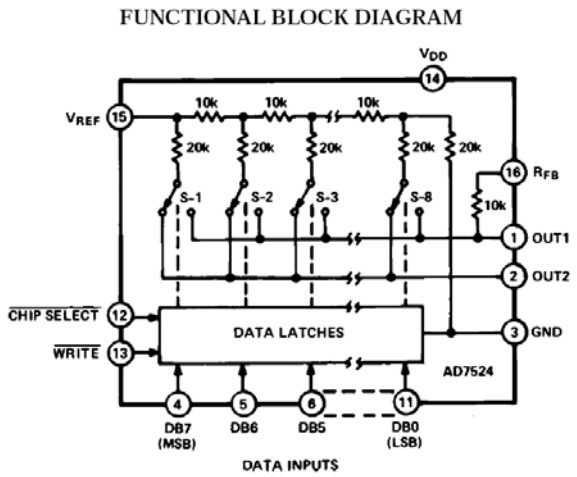


Figura 14 Schema a blocchi del D/A converter IC1

Come possiamo vedere dallo schema a blocchi in figura 14, il convertitore contiene al suo interno una rete a *Ladder R-2R* invertente con 8 switch di corrente; questi servono a garantire l'uniformità dei livelli di pilotaggio, anche se le tensioni presenti sul bus fossero impreci-

Elenco componenti piastrina D/A	
R1,R2	4.7 KΩ 1/4 W
R3	2.7 KΩ 1/4 W
R4	100 Ω 1/4 W
R5	12 KΩ 1/4 W
R6,R7	4.7 KΩ 1/4 W
R8,R9,R10	330 Ω 1/4 W
R11	2.7 KΩ 1/4 W
R12,R13	4.7 KΩ 1/4 W
R14	22 KΩ 1/4 W
R15	2.2 KΩ 1/4 W
R16	100 Ω 1/4 W
R17	3.3 KΩ 1/4 W
R18	10 Ω 1/4 W
C1,C2	0,1 µF 50 V ceramico
C5,C6	0,1 µF 50 V ceramico
C3	1,5 nF 50 V ceramico
C4	4,7 µF 25 V elettrolitico
C7	1 nF 50 V ceramico
C8	33 µF 25 V elettrolitico
D1,D2	1N4148
Q1,Q3	2N2222
Q2	2N2907
IC1	AD7524
IC2	TL082
J1	Connettore lineare a striscia 18 pin F
J2	Connettore lineare a striscia 14 pin F
M1	Morsettiera a due poli
P1÷P3	Pulsante da stampato a 90 gradi
SW1	Interruttore da stampato a 90 gradi
RV1	Potenziometro lineare 47 KΩ

se. Il modo di funzionamento dell'AD7524 è determinato dagli ingressi CS e WR: nel modo di funzionamento convenzionale, cioè interfacciato a un microprocessore, il convertitore

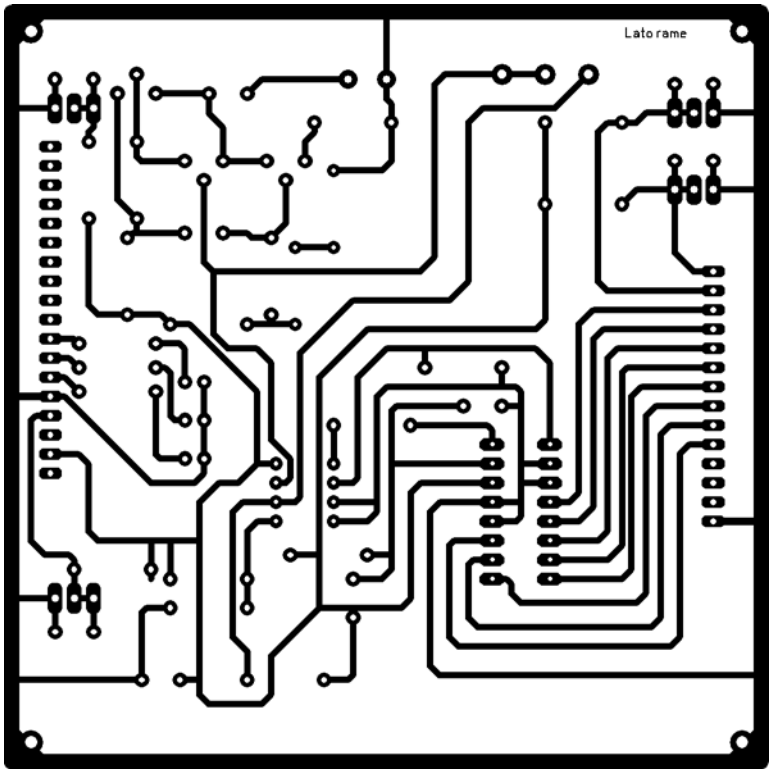


Figura 15 *Circuito stampato scala 1:1 (lato rame)*

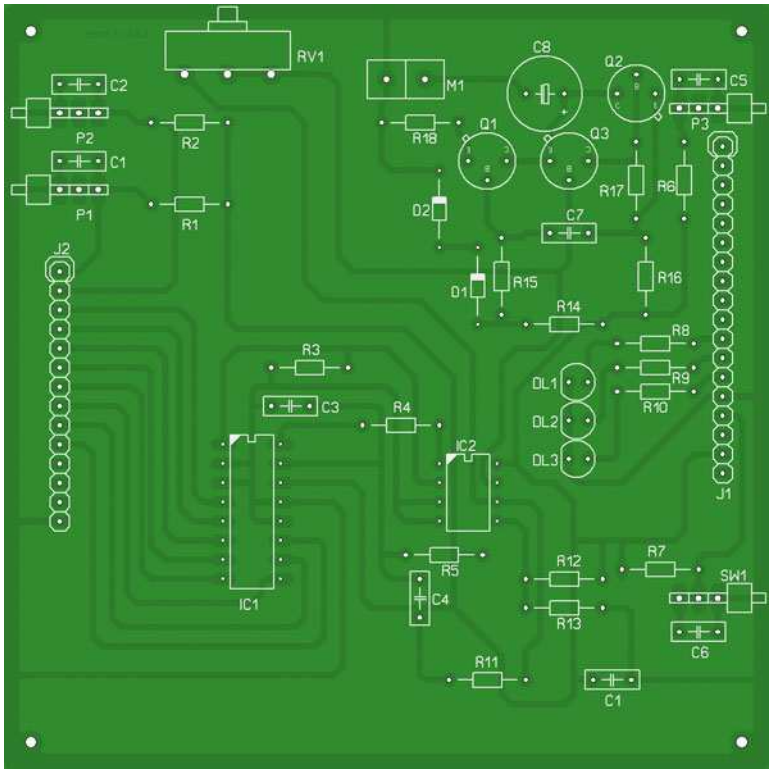


Figura 15a *Piano di montaggio*

effettua il latch del dato parallelo che si presenta sugli ingressi DB0÷DB7 quando CS è a livello basso e in corrispondenza del fronte di salita del WR; quando invece entrambi i segnali sono sempre tenuti a livello basso, come in questa applicazione, il convertitore "risponde" direttamente al dato parallelo DB0÷DB7, senza latch.
Il circuito contiene inoltre un amplificatore operazionale (IC2) di cui il primo stadio, secondo quanto raccomandato nei datasheet, viene collegato in modo da retroazionare le uscite del convertitore OUT1,OUT2 verso il pin di feedback RF. Il secondo stadio amplifica il segnale analogico in uscita al convertitore, che viene prelevato dal pin VREF.
Il guadagno è regolato dal potenziometro RV1. L'alimentazione a +5V è prelevata dal connettore J1. Segue uno stadio buffer realizzato con i transistor T1÷T3, che ha guadagno di tensione unitario e consente di pilotare carichi a bassa impedenza. L'uscita è disponibile alla morsettiera M1.
Sono presenti anche alcuni pulsanti (P1÷P3), uno switch a due posizioni (SW1) e tre led (DL1÷DL3), il cui significato sarà chiarito nel seguito. Nelle figure 15 e 15a è riportato il master del circuito stampato con il piano di montaggio, mentre la figura 16 mostra una vista dell'assieme completo montato.

Figura 16 Vista d'assieme del circuito

PROGETTO: GENERATORE DI FUNZIONI CON SWEEP DI FREQUENZA DIGITALE

Prendiamo ora in considerazione un'applicazione in codice Verilog per la piastrina presentata. Come già annunciato, si tratta di un Generatore di Funzioni programmabile. Il codice sorgente non è riportato per motivi di spazio, ma è

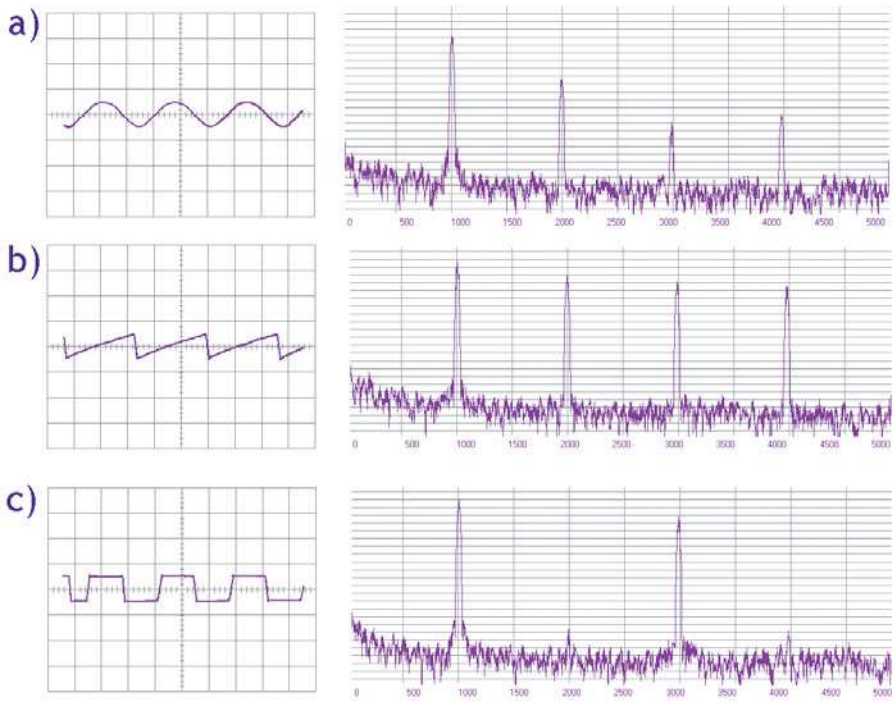


Figura 17 Forme d'onda generabili e relativo spettro in frequenza

comunque disponibile per essere scaricato dal sito di Fare Elettronica.

Caratteristiche

Il progetto ha le caratteristiche seguenti, in gran parte realizzate in maniera digitale per mezzo dei pulsanti disponibili:

- Impostazione o sweep della frequenza generata, nel range tra 60 Hz e 32 Khz.
- Selezione della forma d'onda fra tre possibilità: sinusoidale, triangolare, quadra; possibilità di disabilitare l'uscita.
- Indicazione a LED distinti del tipo di segnale selezionato.
- Possibiliità di generare una frequenza di default a 1000 Hz per calibrazione.
- Buffer di uscita in grado di pilotare carichi a bassa impedenza.
- Ampiezza del segnale variabile da 0 a 2 Vpp tramite potenziometro manuale (unico comando propriamente "analogico").
- Possibilità di modulare il segnale a intermittenza.

Descrizione del codice sorgente

Pulsanti e switch

Il codice effettua la gestione dei vari pulsanti presenti nello schema elettrico, con i seguenti significati:

- P1 = *FREQ_DOWN*, per decrementare la frequenza del segnale
- P2 = *FREQ_UP*, per incrementare la frequenza
- P3 = per la scelta del tipo di segnale e disabilitazione dell'uscita

Inoltre, il deviatore SW1 (*EXT_SW* nel codice) ha il compito di abilitare la modulazione ON/OFF del segnale generato, con una cadenza di circa 1Hz. Questa opzione è stata implementata per scopi di test.

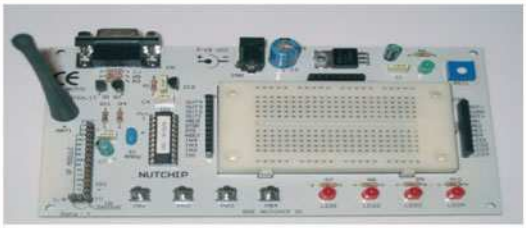
Clocks

Il clock principale di funzionamento è fornito dall'oscillatore presente sulla piastrina-base ed è stato scelto pari a 4,096 Mhz.
Il segnale di uscita digitale a 8 bit, riportato sui

Con Artek hai l'elettronica a portata di un click.
Esplora il nostro sito, ogni mese scoprirai le novità dell'Elettronica, il mondo dei Microcontrollori, nuovi sensori e strumenti per progetti di Robotica.
Inoltre strumenti di misura digitali professionali interfacciati al pc per il laboratorio

Artek ti offre un modulo per programmare i PIC Microchip con funzioni di debug e test a soli 62 Euro IVA compresa.
Visita il nostro sito per sapere di più sul C-Project C-170.

Costruisci un Robot con il BASIC Stamp
il microcontrollore più famoso e diffuso fra gli appassionati di Robotica per la sua semplicità d'uso e la vasta gamma di accessori



BoeNut 01
stazione di lavoro completa per **Nutchip**

Strumenti digitali di misura su porta USB
- due canali
- 12 bit di risoluzione
- ingresso fino a 100 MHZ

Puoi avere questa mini-telecamera **a colori,** completa di **ricevitore** e **microfono** ad un prezzo che non ha eguali !

La nostra vetrina è on-line all'indirizzo www.artek.it : puoi controllare le caratteristiche, i prezzi e ordinare da subito ciò che ti occorre. Puoi contattarci con una e-mail a diramm@artek.it inviando un fax allo 0542 688405 oppure chiamando i nostri uffici allo 0542 643192
dalle 9 alle 13:30 e dalle 14:30 alle 18 dal Lunedì al Venerdì

Codice MIP **251063**

pin denominati D7÷D0, viene generato dalla scansione di una ROM definita ad hoc in Verilog, contenente 32 valori binari.
Questi vengono indirizzati in sequenza per mezzo di un contatore (*conta*), azionato da un proprio clock (*clk_conta*). I campioni sono quelli di una sinusoide; sono stati calcolati in precedenza con una procedura software e cablati entro la CPLD.
Il clock di scansione viene generato, a sua volta, per mezzo di un contatore (*countc*) azionato dal clock principale (*clk*). Funziona nel seguente modo: inizia a contare da zero e continua ad incrementarsi fino al raggiungimento di un certo valore (*contfreq*); in quel momento viene resettato e il ciclo ricomincia da capo.

Frequenza di uscita

Essendo 32 i campioni da scandire, la formula per il calcolo della frequenza di uscita è la seguente:

$$F_{out} = 4.096.000 : 32 : contfreq$$

Agendo sui pulsanti *UP* e *DOWN* si imposta la frequenza, che può andare da circa 60 Hz a 32 Khz. Tenendo premuto costantemente uno dei due pulsanti, ad esempio *UP*, si effettua lo sweep di frequenza; la scansione completa viene realizzata in alcuni secondi.
Questi limiti di frequenza citati sono stati scelti per poter testare circuiti che operano nella banda audio; se, per qualche motivo, si volesse aumentare il limite superiore, si potrebbe operare su due fronti: la prima possibilità è sostituire la sorgente di clock con una a frequenza più alta, tenendo conto che la CPLD supporta fino a 178 Mhz; la seconda possibilità comporta diminuire drasticamente il numero dei campioni portandoli, ad esempio, da 32 a 16.
Se, in particolare, si adottassero un *main clock* di 100 Mhz e 16 campioni di segnale, si avrebbe un incremento di circa un fattore 50 nella frequenza di uscita.

Indicazioni a LED

Molto utili sono i led DL1÷DL3 (all'interno del codice sorgente sono chiamati *WLED1÷WLED3*) di cui il circuito dispone.
Al reset sono tutti spenti, per segnalare che l'uscita è disabilitata. Poi, premendo più volte il pulsante *P3* (segnale interno al codice: *WAVE*) si ottiene la generazione, in step successivi, delle diverse forme d'onda, mentre i led assumono il significato seguente:

- *DL1*: uscita sinusoidale
- *DL2*: uscita a dente di sega
- *DL3*: uscita a onda quadra

In questa applicazione anche i led posti sulla piastrina-base sono impiegati; facendo riferimento allo schema elettrico presentato nella seconda puntata, le funzioni sono le seguenti:

- *LED1* (giallo): se acceso, indica che l'uscita è abilitata;
- *LED2* (verde): diventa intermittente quando si varia la frequenza operando sui pulsanti P1 e P2.
- *LED3* (rosso): si accende nel momento in cui l'uscita assume uno di alcuni valori ben precisi, cioè 250 Hz, 500 Hz, 1000 Hz, 2000 Hz, eccetera, fino a 32 Khz; dà l'indicazione visiva di aver "centrato" una delle frequenze indicate, senza bisogno di effettuare una misura con il frequenzimetro.

Inoltre, altra caratteristica del Generatore ottenuta quasi-gratis con poche righe in più di codice, se si premono contemporaneamente i pulsanti *UP* e *DOWN*, si genera istantaneamente la frequenza di 1000 Hz. Questa funzionalità è stata introdotta per scopi di test (la frequenza di 1000 Hz si usa abbastanza spesso per calibrazione o per modulare piccoli trasmettitori a RF).

CONCLUSIONI

La nostra trattazione sulle CPLD si conclude qui. L'esempio del Generatore di Funzioni ci mostra come le potenzialità e i campi di applicazione di questi componenti siano veramente illimitati. Altri progetti sul tema verranno presentati su queste pagine in un prossimo futuro.
Mi auguro che questo corso introduttivo possa aver contribuito a rendere i dispositivi programmabili più familiari allo sperimentatore amatoriale e a promuovere la diffusione di un innovativo approccio, moderno, flessibile ed economico, alla soluzione di una grande varietà di problematiche circuitali. Per quanto riguarda i sorgenti che sono stati citati in questa puntata, si può fare riferimento, come sempre, al sito di Fare Elettronica.

Codice MIP 251052

LIBRI E CD-ROM

INWARE EDIZIONI

Display LCD

Questo libro di successo (oltre 2000 copie vendute) rappresenta una delle migliori guide all'utilizzo dei moduli alfanumerici basati sul controller HD44780, moduli grafici con controller KS0108 e non solo. Il testo tratta anche i display LED a sette segmenti e i display LCD passivi. Numerosi gli esempi pratici di impiego dei vari dispositivi: dal contatore a 7 segmenti al termometro LCD fino al pilotaggio dei moduli alfanumerici mediante PICmicro e PC.

COD. FE-06 **€ 16,50**

PICmicro™

La lettura di questo libro è consigliata per conoscere a fondo i PICmicro seguendo un percorso estremamente pratico e stimolante. Il testo descrive l'uso di MPLAB®, e descrive, in maniera approfondita, tutte le istruzioni assembler e molte delle direttive del compilatore. Al testo è allegato un utilissimo CDROM che, oltre ai sorgenti e gli schemi dei progetti presentati nel testo, contiene moltissimi programmi di utilità e molta documentazione.

COD. FE-18 **€ 29,00 (con CD-ROM)**

Linguaggio ANSI C

Questo nuovissimo libro descrive le tecniche, gli accorgimenti migliori per sfruttare gli aspetti di "alto e basso livello" del C, entrambi fondamentali quando si vuole sviluppare del *firmware* per sistemi dotati di risorse limitate. Il testo è particolarmente indicato sia a chi ha già esperienza nella programmazione in *assembler* di sistemi a microcontrollore ed intende iniziare ad utilizzare il linguaggio C, sia per chi conosce già il C e vuole avvicinarsi alla programmazione dei sistemi *embedded*.

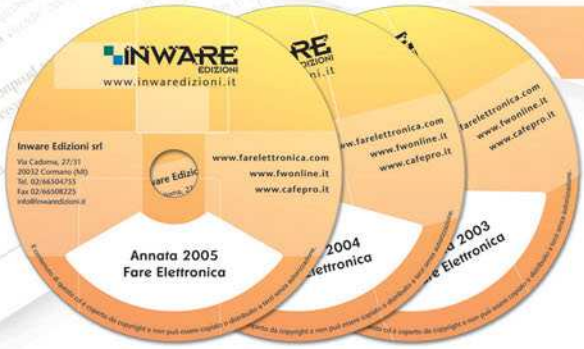
COD. FE-25 **€ 24,90**

BASIC per PIC

Di prossima pubblicazione

Un volume indispensabile sia per chi si avvicina alla programmazione dei PIC utilizzando il linguaggio Basic, sia per chi intende affinare le proprie tecniche di programmazione. Una guida alla programmazione embedded utilizzando MikroBASIC, uno dei più completi compilatori per PIC dotato di ambiente IDE e moltissime funzioni di libreria. La trattazione vi guiderà dalla semplice accensione di un LED alla gestione di motori in PWM, alla lettura e scrittura di memorie I2C, alla generazione di suoni seguendo un percorso semplice e ricchissimo di esempi pratici.

Di prossima pubblicazione



Annate 2003/2004/2005

33 Uscite di Fare Elettonica in 3 CD-ROM!

Le annate complete in formato PDF. Potrai sfogliare comodamente tutte le riviste e stampare (senza perdere in qualità) gli articoli di tuo interesse. Ogni CD-ROM contiene anche software, codice sorgente, circuiti stampati e tutto il materiale necessario per la realizzazione dei progetti proposti.

- Acquistali singolarmente a **€ 30,00 cad.**
- Acquista **2 CD** a scelta al prezzo scontato di **€ 45,00** **con un risparmio di ben € 15,00!**
- Acquista i **3 CD** al prezzo scontato di **€ 55,00** **con un risparmio di ben € 35,00!**

PIC® Microcontroller By Example

Il corso completo PIC® Microcontroller By Example in formato PDF

Tutte le lezioni pronte per la consultazione con i sorgenti dei progetti immediatamente utilizzabili nelle tue applicazioni. Il modo migliore per avere sempre sottomano la soluzione per il tuo progetto con i **PICmicro®**. Il **CD-ROM PIC® Microcontroller By Example** contiene una sezione **"Contenuti Speciali"** tutta da scoprire.

COD. **FE-PBE € 15,90**

Tutto sulle Smartcard

La raccolta completa degli articoli sulle smartcard in formato PDF

Gli articoli, i progetti e i download relativi agli articoli sulle Smartcard in un unico CD-ROM pronto da consultare ed utilizzare. Contiene i progetti completi del lettore di smartcard **UniReader** e del **SimCopier** per duplicare il contenuto della rubrica della vostra Sim card.

COD. **FE-SMARTCARD € 15,90**

Codice MIP 251065

Ordinali subito su www.farelettronica.com oppure telefona al numero 02.66504755

CAMPAGNA ABBONAMENTI 2006

1 ANNO × 11 RIVISTE =

L'abbonamento a soli €45,00

invece di €60,50

CON UN RISPARMIO DEL

25%

Abbonati subito!

...MA ASPETTA, NON È TUTTO!

ABBONATI o RINNOVA OGGI

IL TUO ABBONAMENTO A FARE ELETTRONICA INSIEME A FIRMWARE

LA NUOVA RIVISTA DI INWARE EDIZIONI

fare elettronica

+

Firmware

=

I due abbonamenti a soli €79,50

RICEVERAI 22 RIVISTE CON UN RISPARMIO DI BEN €47,00 SUL PREZZO DI COPERTINA

Compila oggi stesso il coupon che trovi in ultima pagina o abbonati su www.farelettronica.com/abbonamento

INWARE EDIZIONI

Prima parte
n° 250- Aprile 2006
Introduzione

Seconda parte
n° 251 - Maggio 2006
La conversione CC-AC

Terza parte
n° 252 - Giugno 2006
La modulazione PWM

UPS By Example

In questa puntata affronteremo in maniera più approfondita l'argomento della conversione dc-ac, cioè la trasformazione della corrente continua in corrente alternata. La materia è di fondamentale importanza nell'elettronica di potenza per la semplice considerazione che si può facilmente immagazzinare energia elettrica in forma continua ad esempio nelle batterie (dunque in forma d'energia elettrochimica), cosa impossibile invece in corrente alternata. Dato però che moltissimi utilizzatori abbisognano della corrente alternata per funzionare correttamente, è necessario disporre di un efficace sistema di conversione.

LA CONVERSIONE CC-AC

Quando si deve trasformare una tensione continua in una tensione alternata, occorre sostanzialmente realizzare un oscillatore di potenza che presenti in uscita un voltaggio ed una frequenza adeguati. L'oscillatore più semplice da realizzare è quello ad onda quadra poiché è basato sulla conduzione ed interdizione dei dispositivi di potenza. Il dispositivo. In altre parole, i dispositivi funzionano come *interruttori elettronici*, assumendo solo lo stato di conduzione piena o l'interdizione totale; di conseguenza dissipano solo una minima parte dell'energia che li attraversa. Vediamo di capire meglio aiutandoci con la figura 1.

Collegando alla presa centrale del primario del trasformatore la corrente continua (ad esempio una batteria) e chiudendo alternativamente i due interruttori, si ottiene al secondario una corrente alternata ad onda quadra poiché il primario subisce ad ogni ciclo un'inversione di polarità dato che la presa centrale si trova a potenziale fisso imposto dal generatore. Questa configurazione, peraltro largamente utilizzata, è chiamata Push-Pull.

Per passare dallo schema di principio ad un circuito utilizzante interruttori reali dobbiamo sostituire questi ultimi con dispositivi a semiconduttori che approssimano il funzionamento degli interruttori ideali. Per potenze

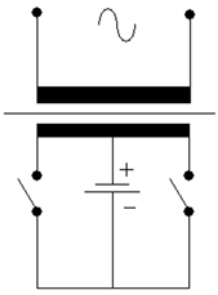


Figura 1 *Principio di funzionamento dell'inverter*

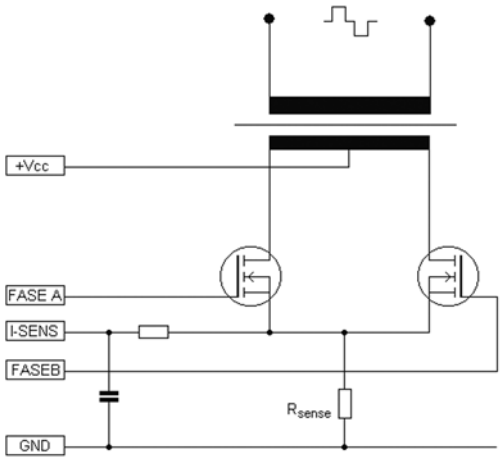


Figura 2 *Inverter Push-Pull con P-MOS di tipo N-channel*

La conversione CC-AC

di Massimo Di Marco

medio-basse i power-mos rappresentano, a mio parere, la soluzione migliore in quanto la facilità di pilotaggio, e quindi la semplicità dei circuiti di driver, e la bassa resistenza di conduzione (R_{DSon} inferiore a 50mΩ tipica dei dispositivi di media potenza) costituiscono una soluzione molto efficiente ed affidabile. Per potenze superiori al KWatt risulta più conveniente utilizzare gli IGBT, che sono sostanzialmente l'integrazione di un power-mos usato come driver (con tutti i vantaggi che questo comporta) con un BJT di potenza (con le doti di robustezza tipiche di questi dispositivi).
Vediamo allora la figura 2, dove dallo schema di principio siamo passati ad una circuitazione utilizzante dispositivi reali.

Lo schema è molto simile allo schema di principio, ma è stato aggiunto un resistore di *sensing* della corrente (In-rush resistor) che ci permette di disporre di una tensione (molto bassa) utile a implementare un adeguato circuito di protezione.
Utilizzare tuttavia un'onda quadra in questa applicazione comporta più di qualche controindicazione. Il principale inconveniente sta nel fatto che la conduzione di uno dei dispositivi risulta molto vicina dal punto di vista temporale alla conduzione dell'altro. Questo comporta il pericolo che durante la commutazione i due dispositivi si trovino entrambi in conduzione (anche se per un tempo brevissimo) e - cosa ben più pericolosa- che la tensione ai capi del primario cambi troppo velocemente. Per ovviare a questo inconveniente si introduce fra le due fasi di pilotaggio un tempo morto (dead time) sufficientemente lungo in cui nessuno dei dispositivi è in conduzione.

Ogni power-mos è posto in conduzione per un tempo inferiore al semiperiodo (che a 50 Hz risulta di 10mS, dato che un periodo completo dura 20mS), che per limitare al massimo teorico il contenuto armonico deve essere di circa 6.6 mS (conduzione di 120°). Con queste specifiche si ottiene l'annullamento della terza armonica e una forte riduzione delle armoniche superiori d'ordine dispari, dato che quelle d'ordine pari non sono presenti (vista l'assenza della componente continua). Questo fatto però determina, come già detto, una fase intermedia in cui i due dispositivi non sono in conduzione (Dead-time); il carico di natura induttiva determinato dal trasformatore può causare in questo frangente pericolosi picchi di tensione e notevoli deformazioni della forma d'onda salvo che il carico non sia puramente resistivo. Se il carico invece non è puramente resistivo (come le lampade a filamento e gli elementi riscaldanti) bisogna necessariamente ricorrere a circuiti che smorzano le oscillazioni reattive.
I sistemi utilizzabili vanno da un semplice circuito serie RC da porre in parallelo ai dispositivi di potenza (tipo reti di snubber) oppure in parallelo al primario del trasformatore. È chiaro che queste soluzioni passive possono dissipare parecchia energia che va persa sotto forma di calore nei resistori della rete.

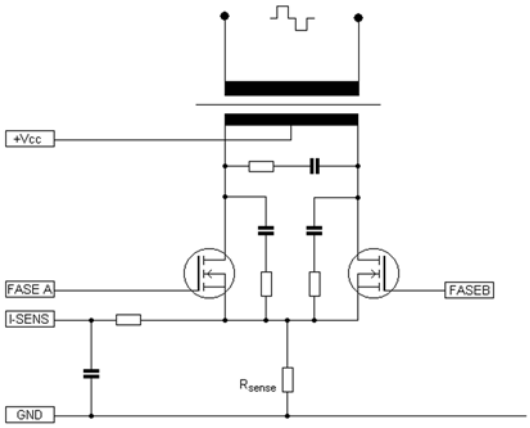


Figura 3 Push-Pull con reti di smorzamento

Nella figura 3 è mostrato un circuito provvisto di reti di smorzamento e di snubber a protezione dei dispositivi di potenza, anche in questo caso power-mos a canale N. L'operazione più difficile, in questa situazione, è la definizione dei valori dei resistori e dei condensatori, in quanto dipendono in gran parte dal trasformatore (parametri induttivo-magnetici) e dal carico.
Per soluzioni non dissipative si deve per forza di cose ricorrere a circuiti basati su componenti attivi che, durante il dead-time, vengono portati in conduzione per smorzare efficacemente le sovratensioni; un valido esempio è quello di figura 4. I circuiti di questo genere sono detti anche "a recupero di energia" perché restituiscono l'energia magnetica accumulata nel trasformatore alle batterie, aumentando così il rendimento totale dell'inverter. Il funzionamento del circuito proposto è abbastanza semplice; durante la fase di dead-time il BJT è interdetto e questo comporta la polarizzazione -tramite il resistore R2- del mos Q1 che di fatto cortocircuita la batteria al nodo D1-D2 e quindi i due estremi del primario del trasformatore. Risulta ovvio che ad ogni chiusura di Q1 solo uno dei due diodi è in conduzione. La rete formata da C1, D3 e D4 svolge l'importante funzione di duplicazione della tensione presente su i due estremi del trasformatore. Vediamone brevemente il funzionamento; quando uno dei power-mos del push-pull (Q3, Q4) viene posto in conduzione l'estremo relativo del primario si trova praticamente a massa. Dato che la presa centrale è a potenziale fisso (positivo della batteria) sull'altra estremità del primario –per l'effetto trasformatorico- si sviluppa un potenziale doppio rispetto alla tensione di batteria. La cosa opposta si verifica alla conduzione dell'altro power-mos. I due diodi D3 e D4, di conseguenza, caricano, ad ogni dead-time, il condensatore C1 al valore di tensione all'incirca uguale al doppio di quello di batteria. Questa tensione è indispensabile al pilotaggio del gate di Q1 che deve essere almeno di una decina di volt superiore a quello di drain. Naturalmente tutto il meccanismo si basa sul fatto che il gate di Q1 assorbe una corrente infinitesima, data l'altissima impedenza di ingresso del mosfet[1].
Implementare questo circuito con dei BJT mi sembra impensabile senza notevoli complicazioni circuitali e, per la verità, non ci ho mai provato. Il mosfet in questa applicazione va benissimo e quindi concentriamo i nostri sforzi su altre questioni!

UN INVERTER A 12V

Al fine di comprendere meglio gli argomenti sin qui esposti affronteremo ora la realizzazione di un Inverter di uso generale alimentato a 12 Volt. Questo circuito costituirà, seppure con qualche importante modifica, il cuore di un UPS che realizzeremo alla fine di questa serie di articoli.
Per realizzare un oscillatore che sia anche in grado di pilotare nel migliore dei modi un mosfet di potenza si può impiegare un circuito integrato PWM controller con uscita in totem pole; va molto bene per i nostri scopi l'SG3525, da molto tempo ampiamente utilizzato in svariatissime applicazioni di *power managment*, ma ho pensato di utilizzare per

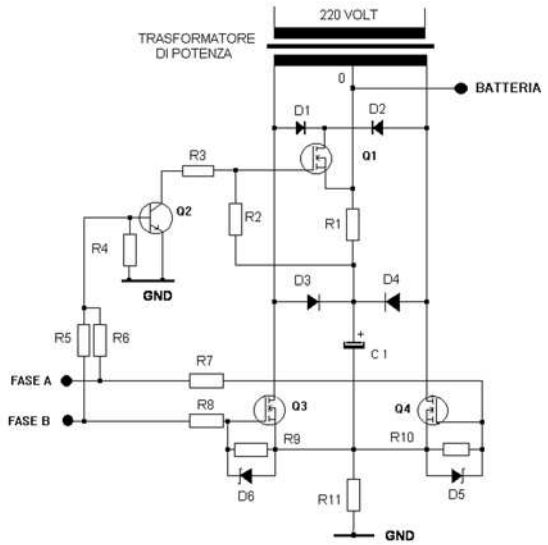


Figura 4 *Push pull con recupero di energia attivo*

(1) *Il comportamento del gate di un mosfet può essere approssimato a quello di un capacità di qualche centinaio di picofarad, a seconda del modello, presente sia tra gate e source che tra gate e drain; è chiaro che la corrente, per effetto di queste capacità, scorre nel gate in corrispondenza dei fronti di salita e discesa degli impulsi di pilotaggio. Di conseguenza l'altissima impedenza di gate si ottiene solo in continua. Per caricare e scaricare le capacità di gate, e quindi velocizzare i tempi di commutazione, sono stati creati appositi IC detti Mosfet gate driver. Nonostante ciò la corrente necessaria al pilotaggio di un mosfet è molto inferiore a quella richiesta da un BJT di potenza.*

STRUMENTI di MISURA

velleman-kit HIGH-Q

Oscilloscopio digitale 2 canali 30 MHz

APS230 EURO 690,00

Compatto oscilloscopio digitale da laboratorio a due canali con banda passante di 30 MHz e frequenza di campionamento di 240 Ms/s per canale. Schermo LCD ad elevato contrasto con retroilluminazione, autosetup della base dei tempi e della scala verticale, risoluzione verticale 8 bit, sensibilità 30 µV, peso (830 grammi) e dimensioni (230 x 150 x 50 mm) ridotte, possibilità di collegamento al PC mediante porta seriale RS232, firmware aggiornabile via Internet. La confezione comprende l'oscilloscopio, il cavo RS232, 2 sonde da 60 MHz x1/x10, il pacco batterie e l'alimentatore da rete.

Oscilloscopio palmare

HPS40 EURO 375,00

2 MHz

HPS10 EURO 185,00

Finalmente chiunque può possedere un oscilloscopio! Il PersonalScope HPS10 non è un multimetro grafico ma un completo oscilloscopio portatile con il prezzo e le dimensioni di un buon multimetro. Elevata sensibilità – fino a 5 mV/div. – ed estese funzioni lo rendono ideale per uso hobbystico, assistenza tecnica, sviluppo prodotti e più in generale in tutte quelle situazioni in cui è necessario disporre di uno strumento leggero a facilmente trasportabile. Completo di sonda 1x/10x, alimentazione a batteria (possibilità di impiego di batteria ricaricabile).

12 MHz

Oscilloscopio palmare, 1 canale, 12 MHz di banda, campionamento 40 MS/s, interfacciabile con PC via RS232 per la registrazione delle misure. Fornito con valigia di trasporto, borsa morbida, sonda x1/x10. La funzione di autosetup ne facilita l'impiego rendendo questo strumento adatto sia ai principianti che ai professionisti.

Oscilloscopio LCD da pannello

Oscilloscopio LCD da pannello con schermo retroilluminato ad elevato contrasto. Banda passante massima 2 MHz, velocità di campionamento 10 MS/s. Può essere utilizzato anche per la visualizzazione diretta di un segnale audio nonchè come multimetro con indicazione della misura in rms, dB(rel), dBV e dBm. Sei differenti modalità di visualizzazione, memoria, autorange. Alimentazione: 9VDC o 6VAC / 300mA, dimensioni: 165 x 90mm (6.5" x 3.5"), profondità 35mm (1.4").

VPS10 EURO 190,00

HPS10 Special Edition

Stesse caratteristiche del modello HPS10 ma con display blu con retroilluminazione.
L'oscilloscopio viene fornito con valigetta di plastica rigida.
La fornitura comprende anche la sonda di misura isolata x1/x10.

HPS10SE EURO 210,00

ACCESSORI PER OSCILLOSCOPI:

PROBE60S - Sonda X1/X10 isolata/60MHz - Euro 19,00
PROBE100 - Sonda X1/X10 isolata/100MHz - Euro 34,00
BAGHPS - Custodia per oscilloscopi HPS10/HPS40 - Euro 18,00

Oscilloscopio digitale per PC

1 canale 12 MHz

PCS100A EURO 185,00

Oscilloscopio digitale che utilizza il computer e il relativo monitor per visualizzare le forme d'onda. Tutte le informazioni standard di un oscilloscopio digitale sono disponibili utilizzando il programma di controllo allegato. L'interfaccia tra l'unità oscilloscopio ed il PC avviene tramite porta parallela: tutti i segnali vengono optoisolati per evitare che il PC possa essere danneggiato da disturbi o tensioni troppo elevate. Completo di sonda a coccodrillo e alimentatore da rete.

Risposta in frequenza: 0Hz a 12MHz (± 3dB); canali: 1; impedenza di ingresso: 1Mohm / 30pF; indicatori per tensione, tempo e frequenza; risoluzione verticale: 8 bit; funzione di autosetup; isolamente ottico tra lo strumento e il computer; registrazione e visualizzazione del segnale e della data; alimentazione: 9 - 10Vdc / 500mA (alimentatore compreso); dimensioni: 230 x 165 x 45mm; Peso: 400g.
Sistema minimo richiesto: *PC compatibile IBM; Windows 95, 98, ME, (Win2000 or NT possibile); scheda video SVGA (min. 800x600); mouse; porta parallela libera LPT1, LPT2 or LPT3; lettore CD Rom.*

2 canali 50 MHz

PCS500A EURO 495,00

Collegato ad un PC consente di visualizzare e memorizzare qualsiasi forma d'onda. Utilizzabile anche come analizzatore di spettro e visualizzatore di stati logici. Tutte le impostazioni e le regolazioni sono accessibili mediante un pannello di controllo virtuale. Il collegamento al PC (completamente optoisolato) è effettuato tramite la porta parallela. Completo di software di gestione, cavo di collegamento al PC, sonda a coccodrillo e alimentatore da rete.

Risposta in frequenza: 50 MHz ±3dB; ingressi: 2 canali più un ingresso di trigger esterno; campionamento max: 1 GHz; massima tensione in ingresso: 100 V; impedenza di ingresso: 1 MOhm / 30pF; alimentazione: 9 ÷ 10 Vdc - 1 A; dimensioni: 230 x 165 45 mm; peso: 490 g.

Generatore di funzioni per PC

PCG10A EURO 180,00

Generatore di funzioni da abbinare ad un PC; il software in dotazione consente di produrre forme d'onda sinusoidali, quadre e triangolari oltre ad una serie di segnali campione presenti in un'apposita libreria. Possibilità di creare un'onda definendone i punti significativi. Il collegamento al PC può essere effettuato tramite la porta parallela che risulta optoisolata dal PCG10A. Può essere impiegato unitamente all'oscilloscopio PCS500A nel qual caso è possibile utilizzare un solo personal computer. Completo di software di gestione, cavo di collegamento al PC, alimentatore da rete e sonda a coccodrillo.

Frequenza generata: 0,01 Hz ÷ 1 MHz; distorsione sinusoidale: <0,08%; linearità d'onda triangolare: 99%; tensione di uscita: 100m Vpp ÷ 10 Vpp; impedenza di uscita: 50 Ohm; DDS: 32 Kbit; editor di forme d'onda con libreria; alimentazione: 9 ÷ 10 Vdc - 1000 mA; dimensioni: 235 x 165 x 47 mm.

Generatore di funzioni 0,1 Hz - 2 MHz

DVM20 EURO 270,00

Semplice e versatile generatore di funzioni in grado di fornire sette differenti forme d'onda: sinusoidale, triangolare, quadra, impulsiva (positiva), impulsiva (negativa), rampa (positiva), rampa (negativa). VCF (Voltage Controlled Frequency) interno o esterno, uscita di sincronismo TTL /CMOS, simmetria dell'onda regolabile con possibilità di inversione, livello DC regolabile con continuità.
L'apparecchio dispone di un frequenzimetro digitale che può essere utilizzato per visualizzare la frequenza generata o una frequenza esterna.

Tutti i prezzi sono da intendersi IVA inclusa.

Disponibili presso i migliori negozi di elettronica o nel nostro punto vendita di Gallarate (VA). Caratteristiche tecniche e vendita on-line:

FUTURA ELETTRONICA

Via Adige, 11 - 21013 Gallarate (VA)
Tel. 0331/799775 - Fax. 0331/778112
www.futuranet.it

Disponibili numerosi modelli di multimetri, palmari e da banco. Per caratteristiche e prezzi visita la sezione *Strumenti* del nostro sito www.futuranet.it

Codice MIP 251071

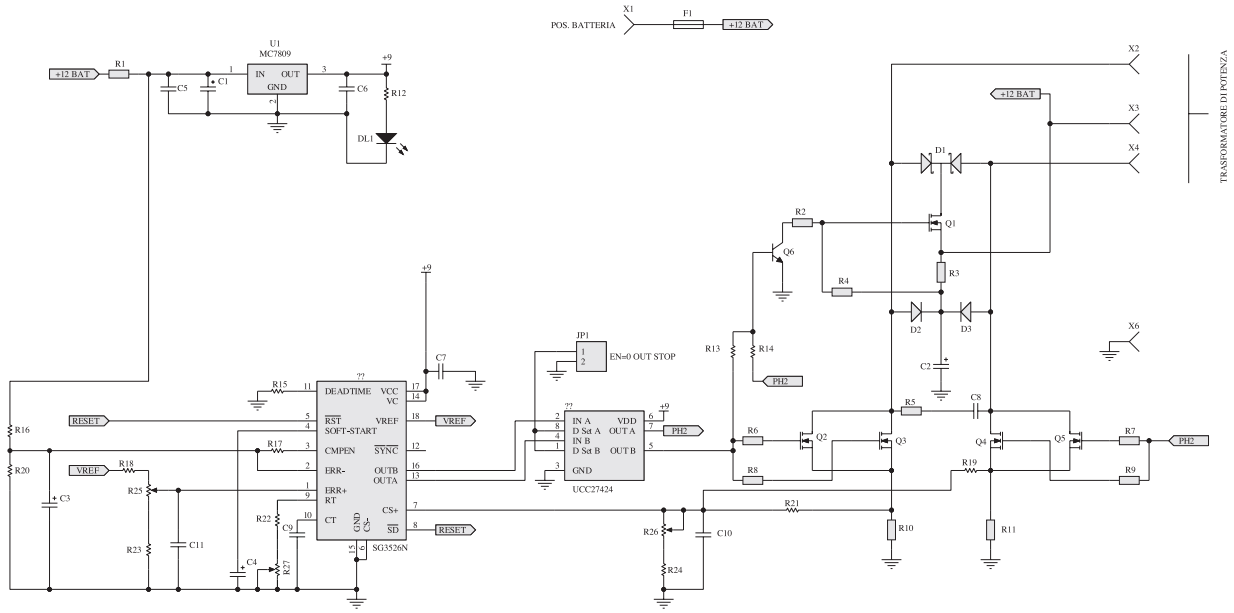
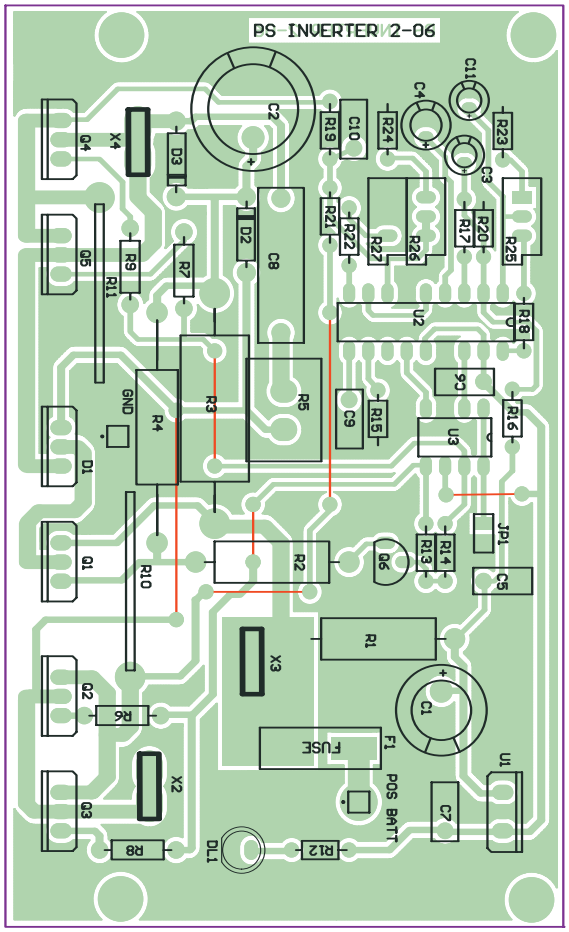


Figura 5 *Inverter per uso generico 12 Volt*

questa realizzazione un SG3526, che è dotato anche dei circuiti interni necessari al *sensing* della corrente. Vediamo insieme la figura 5; in essa è ben visibile come lo stadio di potenza ricalchi fedelmente quello da noi definito in figura 4. Il circuito integrato SG3526 rappresenta il cuore del circuito; esso funge da oscillatore, modulatore *pwm*, gate driver(2), circuito di protezione. Come chiaramente visibile i gate dei mosfet a canale N sono pilotati direttamente a meno di un resistore posto in serie per compensare le inevitabili differenze tra i dispositivi. Senza questo accorgimento -peraltro inutile quando si utilizza un solo dispositivo- la corrente non risulterebbe bilanciata tra i due dispositivi posti in parallelo.
Per compensare invece l'effetto che il carico esercita sulla tensione di batteria si è utilizzato un circuito di retroazione negativa che riporta le variazioni di tensione sul piedino ERR-, il quale opera un aumento del duty-cicle e quindi della tensione efficace di uscita.
Naturalmente non si può esagerare con questo controllo poiché, se il duty-cicle aumenta di molto, la forma d'onda di uscita si approssima sempre più ad un'onda quadra, con conseguenze negative su tutto il funzionamento. Quando la tensione di batteria scende molto l'IC, tramite il controllo di *Under voltage lockout*, ne blocca il funzionamento. Dato il carattere propedeutico del progetto non ho previsto in questa fase un circuito di controllo specifico ed accurato della tensione di batteria (e conseguente blocco del PWM), cosa che invece è indispensabile in un UPS in quanto dotato di batterie interne da preservare in caso di scarica eccessiva; vedremo meglio in seguito.

Il circuito di protezione utilizza due resistori di bassissimo valore ohmico onde poter rilevare la corrente istantanea che scorre nei dispositivi di potenza senza causare una caduta di tensione (e un riscaldamento delle stesse) eccessiva. Con un semplice integratore, che impedisce all'operazionale interno all'SG di intervenire in modo irregolare, e un trimmer di regolazione della soglia di intervento, il segnale (proporzionale alla corrente) viene collegato all'apposito ingresso CS+ (l'altro ingresso CS- è a massa) e quando raggiunge un livello di circa 100 mV (0.1V) blocca le uscite e resetta tutto. La tensione di uscita viene praticamente azzerata e, una volta rimosso il corto circuito o il sovraccarico la tensione d'uscita torna ai normali valori preimpostati.
I resistori di sensing della corrente R10 e R11 si

(2) *Ciò vuol dire che l'integrato 3526 può pilotare direttamente i power-mos. Tuttavia è stato inserito un gate driver aggiuntivo che può spegnere i power-mos a prescindere da tutto; questo ci tornerà utile quando affronteremo il progetto dell'UPS completo ma, in questo circuito, non è strettamente necessario, per cui si può elinare ponticellando le piste relative.*



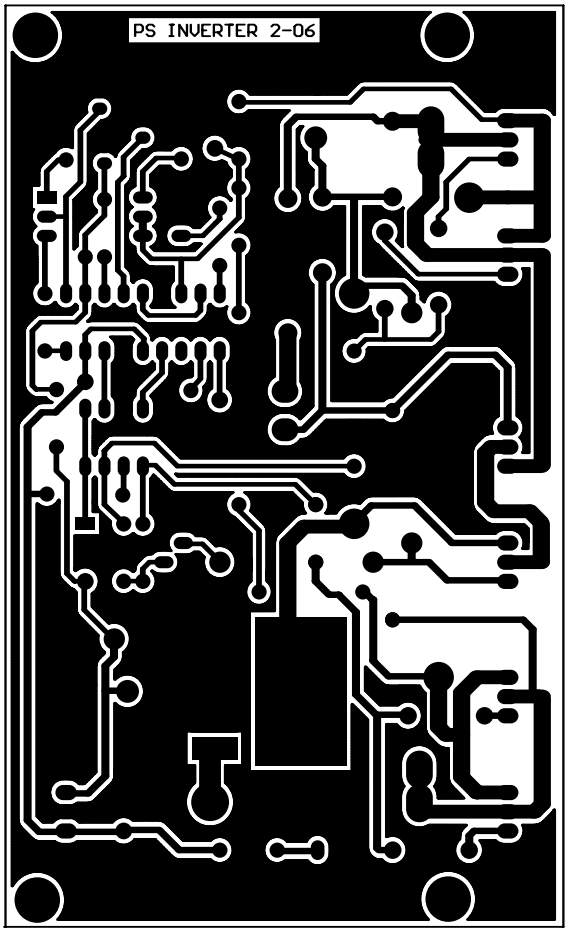


Figura 6 Circuito stampato e relativo piano di montaggio dell'inverter

possono realizzare con un semplice spezzone di filo del tipo telefonico rosso-bianco, che offre una resistenza di 60-65 milli-Ohm per metro. Uno spezzone di 5 centimetri (circa 4 milliOhm) è sufficiente per far intervenire la protezione a circa 300W posizionando il trimmer relativo alla massima resistenza; in questo caso va bene anche un trimmer monogiro[3] per una regolazione più immediata, mentre per la regolazione di frequenza e tensione si consiglia il tipo multigiri. Dato che questi resistori scaldano bisogna prestare una certa attenzione al materiale di isolamento che ricopre gli spezzoni; il *vecchio* tubetto *sterlingato* va benissimo.

Il trasformatore, data la forma d'onda a gradino (step-wave) deve essere realizzato con una tensione di primario di 9+9 volt (con tecnica

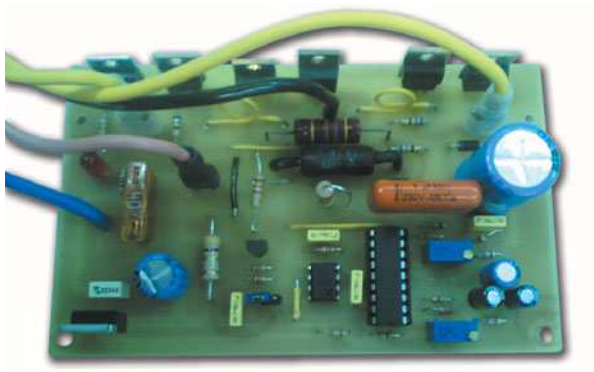


Figura 6b Prototipo dell'inverter

bifilare) ed un secondario di 240 volt, ed inoltre, per evitare una prematura saturazione del nucleo (che dipende dal tempo di conduzione dei dispositivi di potenza), è consigliabile avvolgerlo su un nucleo di potenza superiore. Se vogliamo disporre ad esempio di una

(3) *Il trimmer in questione può anche essere omesso, dato che non è consigliabile superare la potenza di 300-350 Watt. Questo tipo di protezione deve essere visto più che altro come una protezione dai cortocircuiti piuttosto che come un limite regolabile di massima corrente. Se vogliamo una regolazione più accurata si deve ricorrere a schemi più complessi; se ci sarà interesse dei lettori e spazio sulla rivista tornerò volentieri sull'argomento.*

Elenco componenti	
C1	470 µF 25 V elettrolitico
C2	470 µF 100 V elettrolitico
C3	10 µF 63 V elettrolitico
C4	47 µF 25 V elettrolitico
C5÷C7, C9, C10	100 nF poliestere
C8	4.7 µF 100 V poliestere
C11	1 µF 63 V elettrolitico
D1	Doppio diodo MBR6045WT (TO 220)
D2, D3	1N4007
DL1	LED
F1	Auto Fuse 30 A
JP1	Strip passo 2,54 verticale
Q1	Mosfet-N IRF540
Q2÷Q5	Mosfet-N 50N06
Q6	BC337
R1	3,3 Ω 1 W
R2	220 Ω 1 W
R3	1,2 KΩ 5 W
R4	470 Ω 1 W
R5	22 Ω 5 W
R6÷R9	68 Ω 1/4 W
R10, R11	0.01 Ω (vedi testo)
R12	820 Ω 1/4 W
R13, R14	10 KΩ 1/4 W
R18	1 KΩ 1/4 W
R15	470 Ω 1/4 W
R16	18 KΩ 1/4 W
R17	10 KΩ 1/4 W
R19, R21	47 Ω 1/4 W
R20	22 KΩ 1/4 W
R22	120 KΩ 1/4 W
R23	8,2 KΩ 1/4 W
R24	22 Ω 1/4 W
R25	Trimmer 10 KΩ
R26	Trimmer 2 KΩ
R27	Trimmer 50 KΩ
U1	MC7812ACT
U2	SG3526N
U3	UCC 27424
X1÷X6	Faston verticale da CS
TR1	Trasformatore 220 VA Primario 9+9 bifilare Secondario 250 V

potenza di 150W è conveniente utilizzare la struttura magnetica di un 200/250 VA. Va da se che questo componente rappresenta la parte più costosa ed ingombrante (per non parlare del peso) di tutto l'apparato.

L'INVERTER A CONVERSIONE MULTIPLA

L'eliminazione del trasformatore diventa indispensabile quando pesi e ingombri devono essere assai contenuti, senza trascurare (dati i costi del rame e ferro) il sensibile risparmio economico. Per perseguire lo scopo si deve ricorrere ad altre configurazioni, poiché nella configurazione Push-pull il trasformatore è parte integrante ed insostituibile del circuito. La soluzione più idonea è il ***Ponte Intero*** (Full-Bridge), il quale prevede l'uso di 4 dispositivi identici pilotati in maniera opportuna.
Questa tecnica consente di applicare al carico la tensione della batteria, o della alimentazione in dc, direttamente, e di conseguenza, calibrando opportunamente la tensione di alimentazione, abolire il trasformatore. Esaminiamo la figura 7; possiamo, per comodità di descrizione, suddividere i dispositivi in ***superiori*** (high side device), cioè con i ***drain*** collegati al positivo della batteria, e ***inferiori*** (low side device), con i ***source*** a massa o ritorno comune negativo. Il carico viene applicato tra i due punti di congiunzione dei mosfet superiori con quelli inferiori.
Portando in conduzione contemporaneamente il mosfet superiore di un ***ramo*** con quello inferiore del ramo opposto, applichiamo interamente la Vcc al carico, mentre, portando in conduzione gli altri due dispositivi, applichiamo ugualmente la Vcc al carico ma con polarità opposta; durante il dead-time nessun dispositivo è in conduzione. Come è facile constatare, la forma d'onda risultante è identica alla step-wave[4] del push-pull ma, di contro, il pilotaggio dei mosfet risulta più complicato.
Infatti, come ho detto prima, si debbono portare in conduzione contemporaneamente un mosfet superiore di un ramo e uno *inferiore* dell'altro, alternativamente; per quanto riguarda il mosfet inferiore non vi sono problemi, poiché è sufficiente disporre di una tensione di

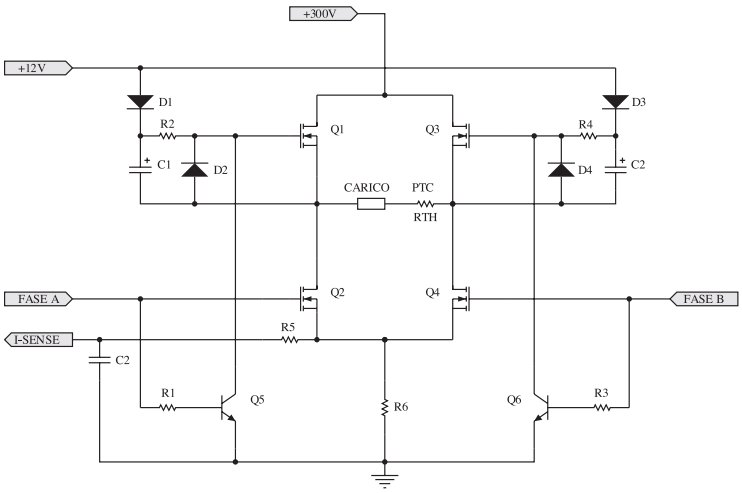


Figura 7 *Stadio di potenza a ponte intero e relativa tensione di driver*

10-12 volt riferita a massa per un corretto pilotaggio. Per quel che riguarda invece i dispositivi superiori le cose non sono altrettanto semplici; infatti il source dei dispositivi superiori è connesso al carico e, di conseguenza, la tensione di gate deve essere riferita a quel nodo. Tenendo conto che, quando il dispositivo superiore (high side device) è in conduzione, al carico viene applicata la tensione di alimentazione del ponte, la tensione di gate deve essere di 10-12 volt superiore alla Vcc. Dato che per ottenere una tensione alternata di 220-230 volt efficaci il ponte deve essere alimentato a 300 volt circa, si deve imporre una tensione di gate di 310-320 volt (sempre riferita ai source dei dispositivi inferiori). Disponendo di una tensione di 300volt per l'alimentazione del ponte ed una di 12 volt (entrambe riferite al negativo di batteria GND) si può risolvere questo problema adottando una configurazione detta "**bootstrap**" (figura 7); infatti la tensione di gate dei dispositivi superiori è, per così dire, agganciata a quella di alimentazione del ponte sfruttando, tramite i diodi, la 12 volt di batteria. Quando Q2 è in conduzione il condensatore C1 si carica tramite il diodo D1 ad un potenziale di circa 12 volt; una volta che Q2 si interdice la tensione di C1 si va a sommare a quella di alimentazione del ponte, risultando sufficiente a pilotare il gate di Q1. La stessa cosa avviene nell'altro ramo ma con fase opposta. Una soluzione semplice, funzionale ed affidabile. I BJT presenti nel circuito provvedono al pilotaggio dei dispositivi superiori, impedendo la contemporanea conduzione dei mosfet di un ramo. Per far questo però devono sopportare tutta la Vcc del ponte, per cui si devono utilizzare componenti con V_{CE} di almeno 400 volt.

La soluzione migliore per pilotare correttamente il ***ponte intero*** è quella di utilizzare gli appositi circuiti di gate driver (come ho gia accennato nella nota 2) i quali provvedono ad un pilotaggio veloce e privo di disturbi (mediante porte *triggerate*) sia dei dispositivi inferiori che, utilizzando la tecnica del bootstrap, di quelli superiori[5]. Alcuni sono provvisti di un comando di input mediante il quale si ottiene il controllo delle uscite, utile quando si deve implementare un circuito di protezione in corrente oppure un on-off dello stadio di potenza che prescinda dai segnali logici di pilotaggio. In figura 8 è mostrato un circuito full-bridge, utilizzante il 3524 come ***pwm controller***, e due half-bridge driver tipo IR 2104 che provvedono al pilotaggio completo dei mosfet del ponte. Hanno bisogno soltanto di un condensatore di bypass dell'alimentazione, del condensatore e diodo di bootstrap per la generazione ed il mantenimento della tensione necessaria ai gate dei mosfet superiori; inoltre è stata prevista nello schema la possibilità di spegnere il ponte (mediante il pin 3 dei gate driver IC) con il controllo SD.

Per quanto riguarda la tensione di alimentazione del ponte questa, come gia detto, deve essere di almeno 300 V ben livellati e stabilizzati. Ottenere una tensione così alta partendo da una 12 V non è cosa molto semplice. Si potrebbe ricorrere ai circuiti di boost i quali sfruttano l'alta tensione ottenibile dalla repentina commutazione di un induttore adeguatamente dimensionato, ma, da queste topologie circuitali, non si riesce normal-

(4) La step-wave viene spesso chiamata sinusoide modificata o pseudosinusoidale (!) principalmente a causa del ridotto contenuto di armoniche che presenta.

mente a tirar fuori tensioni superiori a 120-150 volt con regolazioni di carico poco efficaci. Si deve allora ricorrere ad alimentatori switching a trasformatore innalzatore (step-up power supply) il quale, funzionando ad una frequenza molto elevata (50-250KHz) assume dimensioni molto compatte ma la cui realizzazione non è alla portata dell'hobbista anche evoluto. Qualcosa in giro si trova, ma per il momento è meglio soprassedere.
Osservando la struttura di un simile stadio vediamo che la tensione di alimentazione di 12 Volt, mediante un circuito push-pull del tutto simile all'inverter visto prima, alimenta un trasformatore (a presa centrale ovviamente) ad alta frequenza la cui tensione di uscita viene raddrizzata e livellata onde ottenere una tensione costante e ben regolata di 300/320 volt. Questa rappresenta una prima conversione dc-ac e ac-dc destinata ad alimentare il ponte d'uscita. Il ponte poi non fa altro che convertire la tensione continua in una alternata step-wave. Da qui la definizione di inverter a conversione multipla che, come vi ricordo, è servita all'eliminazione del trasformatore a 50Hz.
Data la difficoltà realizzativa del trasformatore elevatore ad alta frequenza non vi suggerirò, per adesso[6], un circuito completo di un inverter del genere; in passato sono apparsi articoli in varie riviste che facevano uso di una simile tecnica ma il problema del dimensionamento dei componenti magnetici è tale da scoraggiare anche lo sperimentatore più intraprendente.

PROSSIMAMENTE

Nella prossima puntata parleremo della modulazione PWM e come si possono ottenere forme d'onda sinusoidali a partire da modulatori identici a quelli visti finora ma funzionanti a frequenze portanti (prendendo in prestito terminologie radiantistiche non del tutto fuori luogo) decisamenti superiori.

Codice MIP 251068

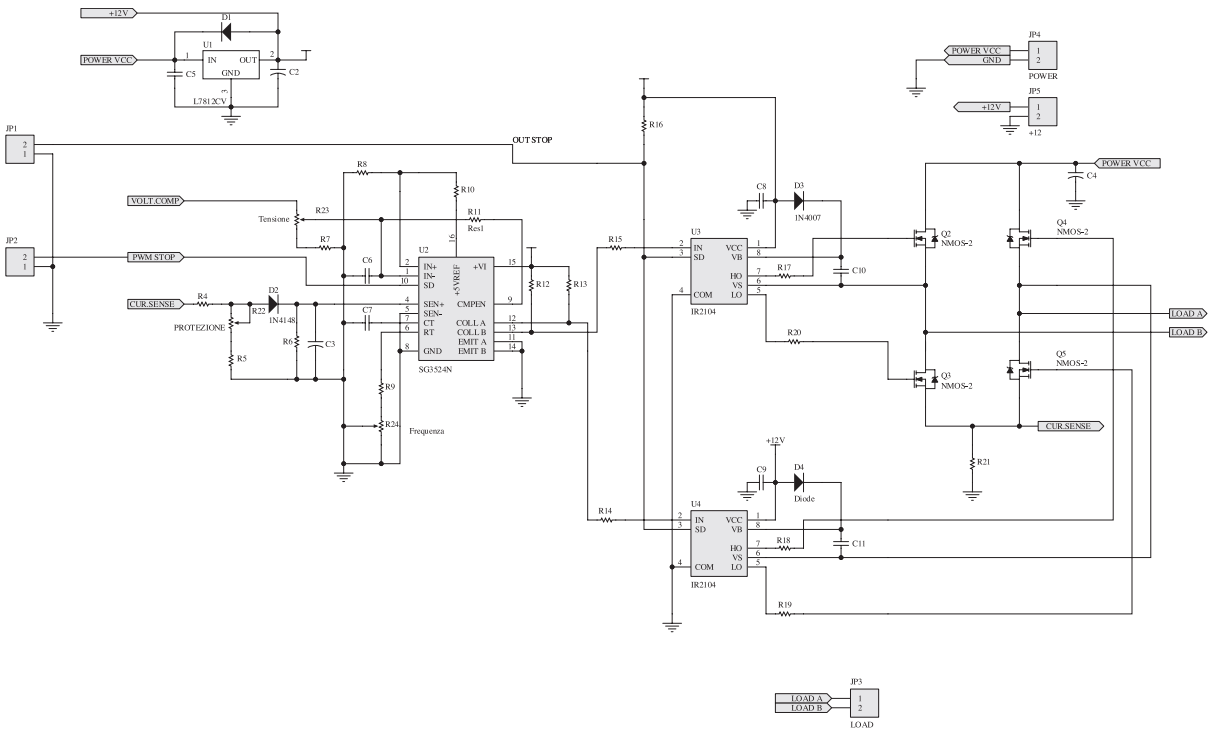


Figura 7 Stadio di potenza a ponte intero

(5) *Tali circuiti sono quindi in grado di pilotare un ramo del ponte e, per questo motivo, sono classificati come Half Bridge Driver, adatti cioè a realizzare un semiponte. Vi sono invece dei driver doppi senza la circuitazione di bootstrap adatti al pilotaggio di due mosfet con riferimento di tensione a massa; per questo motivo vengono chiamati Dual Low Side Mosfet Driver.*
(6) *Non è escluso che in futuro si riesca a trovare un costruttore disposto a realizzare questo componente a costi ragionevoli, cosa che renderebbe molto più agevole, almeno dal punto di vista della reperibilità dei componenti, la realizzazione dell'Inverter a conversione multipla.*

RADIANT

A N D • S I L I C O N

L'EVOLUZIONE DELLA COMUNICAZIONE

3 - 4 GIUGNO 2006

34ª EDIZIONE
Orario: Sab. : 9.00 - 18.00
Dom. : 9.00 - 17.00

ELETTRONICA
INFORMATICA
TELEFONIA
RADIANTISMO
EDITORIA
TV SATELLITARE
HOBBISTICA
SURPLUS
RADIO D'EPOCA

Con il patrocinio dell' Assessorato alla Cultura e Servizi Educativi del Comune di Segrate

PARCO ESPOSIZIONI NOVEGRO

MILANO LINATE AEROPORTO

IL POLO FIERISTICO ALTERNATIVO DELLA GRANDE MILANO

Organizzazione: COMIS - Parco Esposizioni Novegro - Via Novegro 20090 Segrate (MI)
Tel. +39-027562711 - Fax +39-0270208352
E-mail: radiant@parcoesposizioninovegro.it - www.parcoesposizioninovegro.it

Codice MIP 251077

Eventi casuali

La generazione di eventi casuali ed imprevisti è talvolta un'esigenza indispensabile per molte applicazioni a microcontrollore. Vediamo come fare.

In questo articolo parliamo di eventi casuali. Molte applicazioni li utilizzano per ottenere numeri e sequenze casuali e pseudo-casuali. Basti pensare ai videogiochi e alle apparecchiature ludiche nelle quali è necessario simulare comportamenti sempre imprevedibili per l'utente finale.

IL CASO

Esistono tre tipi di eventi che possono caratterizzare la vita di tutti i giorni (anche quella informatica):

1. **Eventi certi**, che si verificano *certamente* e trovano il loro riscontro in fatti pratici e concreti.
2. **Eventi impossibili**, che non hanno *alcuna possibilità* di un riscontro concreto.
3. **Eventi possibili**, che *potrebbero* verificarsi al sorgere di talune condizioni.

Della prima categoria fanno parte tutti gli eventi che, per qualunque motivo, si verificano sicuramente e trovano un campo applicativo certo. Ad esempio *è sicuro* che il numero estratto a sorte, in seguito ad un lancio di un dado, sia compreso tra 1 e 6. Della seconda categoria fanno parte tutti gli eventi che non hanno alcuna probabilità di realizzarsi. Così, ad esempio, è impossibile che si verifichi il passaggio del pianeta Giove davanti il Sole (visto dalla Terra), per ovvii motivi astronomici.
Della terza categoria fanno infine parte tutti gli eventi che hanno una certa probabilità di verificarsi, con esito incerto ed imprevedibile. Ad esempio, vincere un ambo al gioco del Lotto non è un evento sicuro ma nemmeno impossibile (non per l'autore che non ha mai vinto…). Sono pertanto questi ultimi, oggetto del presente articolo.

Il Caso è solo apparente

Il caso è legato quindi a tutti quegli eventi di cui non si conosce il verificarsi o l'esito a priori. Ma è errato definire un evento casuale e non preoccuparsi più del suo andamento fisico.
Il non conoscere il risultato finale non fa parte di un misterioso arcano nascosto all'uomo o addirittura dell'intervento di oscure forze regolatrici degli andamenti coinvolti. Se ci fosse la piena conoscenza di molti fattori che intervengono sull'evento se ne potrebbe prevedere il risultato finale. Con un esempio cerchiamo di essere più chiari: si supponga di gettare un dado a sei facce sul tavolo: ovviamente non potremo sapere a priori il punteggio che ne verrà fuori.
Ma se prendessimo in considerazione TUTTI i parametri coinvolti nel lancio (parametri fisici, chimici, elettronici, astronomici, umani, ecc) e le relative relazioni fisiche che li legano, sicuramente il risultato potrebbe essere noto sin dall'inizio. Relativamente al lancio del dato, se l'uomo venisse a conoscenza del peso e massa del dado, della forma che assume nello spazio, dell'aspetto aerodinamico dello stesso, del materiale utilizzato, dell'attrito che offre l'aria, della sua velocità angolare, della sua velocità lineare, della forza di gravità, della sua elasticità all'impatto con il tavolo, della forza applicata al suo lancio, dell'altezza da cui avviene il lancio, della durezza e dell'elasticità del supporto di collisione, di eventuali correnti d'aria, di potenziali di elettricità statica generati e molti altri ancora, si saprebbe a priori effettivamente il punteggio di sortita come risultato parametrico di tutti quei fenomeni coinvolti nell'evento. Parametri che naturalmente sono sconosciuti

con Mikrobasic

di Giovanni Di Maria

all'uomo, ma ammesso che siano noti, occorrerebbe eseguire tantissime operazioni matematiche che renderebbero del tutto inadeguato il lancio stesso. E il gioco dei dadi è forse uno dei casi più semplici in cui interviene un modesto numero di parametri e fatti esterni che lo condizionano.

LA PROBABILITÀ

Dal momento che ogni evento possibile può o non può verificarsi (secondo certe condizioni), se ne può misurare la possibilità con cui esso può trovare svolgimento pratico.
Tale misura è definita *probabilità* ed è il rapporto esistente tra i casi favorevoli ed il numero dei casi possibili che si presentano. In pratica essa rappresenta un numero che è tanto più alto quanto è l'opportunità che l'evento accada.
Ad esempio, la probabilità di indovinare il numero cinque al lancio di un dado è dato da:

1:6 = 0,166 (oppure 16,6%)

in cui il numeratore indica il numero dei casi interessati mentre il denominatore indica il numero dei casi possibili.
Questa breve premessa è necessaria per intraprendere l'applicazione del concetto del caso alla programmazione pratica e sua implementazione su microcontrollore.

Figura 1 *Dati, Carte da gioco, numeri della Tombola e del Lotto: chiari esempi di generazione casuale*

IL CASO NEI MICROCONTROLLORI

Un microcontrollore è una macchina capace di eseguire e produrre risultati programmati e scontati (sistema deterministico). Generalmente esso non è capace di produrre risultati assolutamente casuali o, meglio, sconosciuti ed imprevedibili per l'uomo. Ci sono occasioni in cui occorre la generazione di eventi o di numeri casuali, per poter dare un senso di *realtà* e di "umanità" alle applicazioni informatiche create. La macchina non è assolutamente in grado di generare un evento casuale, ed il più delle volte occorre affiancare questa funzione ad un **evento esterno** che agevoli il raggiungimento del risultato. Per generare numeri o sequenze di numeri casuali, possiamo seguire alcuni metodi. Approfondiamoli di seguito.

PRIMO METODO: UTILIZZO DEL REGISTRO TMR0 DEL PIC

Il **TMR0** è un registro interno a 8 bit che funge da timer e da contatore. Esso è incrementato automaticamente ad ogni ciclo macchina. Siccome il suo avanzamento è del tutto trasparente all'operatore, si può efficacemente utilizzarlo quale generatore di numeri casuali.
Purtroppo l'incremento di tale registro deve essere opportunamente programmato.
Fortunatamente il Mikrobasic dà l'accesso, a livello di bit (basso livello), a molti registri interni della MCU. A tale scopo si osservi lo schema a blocchi in figura 2. Si consideri anche il registro **OPTION** raffigurato in figura 3. La frequenza di conteggio del registro TMR0 dipende dall'impostazione dei blocchi che lo precedono. Tale registro può determinare la modalità di conteggio attraverso il contatore interno oppure con impulsi esterni. Nel primo caso è lo stesso clock del Pic a fornire l'impulso di avanzamento, con frequenza divisa per quattro. Per questo motivo il bit **T0CS** (t, zero, C, S) del registro OPTION (raffigurato in rosso) deve essere

settato a 1 logico. Se non si ha la necessità di suddividere ulteriormente la frequenza di conteggio, non occorre coinvolgere il *Prescaler* . Tale scopo si ottiene settando a 1 logico il bit **PSA** del registro OPTION (raffigurato in giallo). In questo modo il registro TMR0 avanza di un'unita alla frequenza di 1 Mhz, se il clock selezionato è di 4 Mhz.
Tale conteggio avviene sequenzialmente, e al limite massimo raggiunto (255) riparte nuovamente da zero. In effetti le cadenze generate (sequenziali, scontate e con un intervallo 0-255) sono ben lungi da essere considerate casuali, ma con un piccolo artifizio esterno si può rendere imprevedibile la sequenza.

Come si programma il conteggio

Adesso si può configurare il registro OPTION attraverso una normale assegnazione binaria in Mikrobasic, con la seguente linea di comando

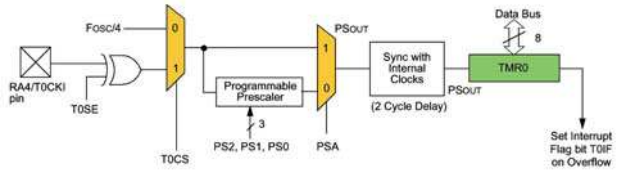


Figura 2 *Funzionamento del registro TMR0*

OPTION REGISTER (ADDRESS 81h)

R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1	R/W-1
RBPU	INTEDG	T0CS	T0SE	PSA	PS2	PS1	PS0
bit 7							bit 0

Figura 3 *I bit del registro OPTION*

`OPTION_REG=%00001000` che setta i *flag* come specificato sopra.

Visualizzare i numeri generati

Per la visualizzazione delle sequenze numeriche generate si può utilizzare un display LCD collegato al microcontrollore. Si consideri pertanto lo schema elettrico di cui alla figura 4.

Il programma dei numeri NON casuali

Nel primo esempio il prototipo visualizza sul display, per ogni secondo trascorso, un numero "pseudo-casuale" da 0 a 255. Il valore mostrato è prelevato dal registro TMR0 che, come detto prima, avanza ciclicamente ad una velocità molto alta, quindi imprevedibile e continuamente in progressione.
L'unico problema di questo approccio sta nel fatto che ad ogni riavvio o reset del sistema, la sequenza proposta è sempre la stessa. Si digiti sull'editor del Mikrobasic il listato 1.
Eseguendo il programma su microcontrollore, si osserverà la visualizzazione cadenzata di numeri, apparentemente casuali, sul display ma se si spegne il circuito e si riavvia nuovamente, la progressione sarà sempre la stessa. Questo perché il PIC, quale macchina deterministica, esegue sempre la stessa sequenza di azioni e operazioni.

Il programma dei numeri CASUALI

Volendo generare sequenze casuali, o per lo meno non prevedibili, occorre deviare il preciso

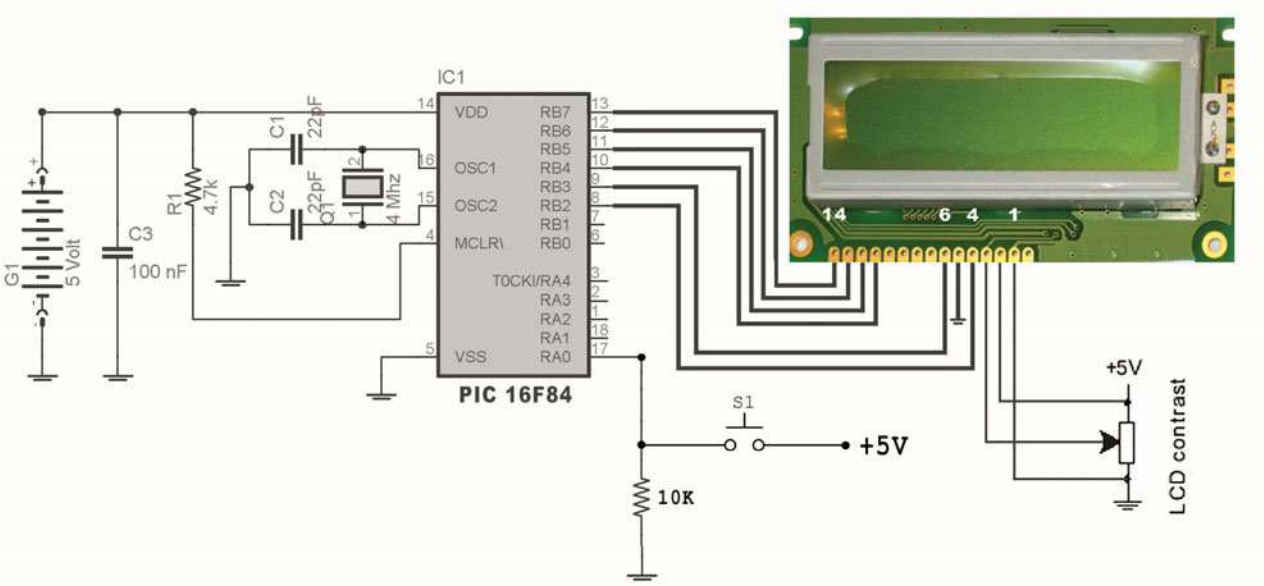


Figura 4 *Schema elettrico del primo prototipo*

percorso dell'esecuzione mediante un evento esterno. Tale comportamento, estrinseco al microcontrollore, deve essere:

- Inatteso.
- Imprevisto.
- Possibilmente ripetuto.
- Variabile nel tempo.
- Improvviso.
- Incerto.

Per ottenere un simile evento si può ricorrere ad un pulsante normalmente aperto, da premere casualmente all'occorrenza. Tale pressione sarà valutata internamente dal software attraverso alcune istruzioni del tutto "inutili" ai fini della programmazione, ma che implicano un cambio di percorso del software e la variazione dei tempi di esecuzione con la conseguente modifica imprevista del registro TMR0.
Seguendo sempre lo schema elettrico della figura 4, si scriva il listato 2. Questa volta, eseguendo il programma, si può notare come i numeri e le sequenze siano sempre diverse; occorre ogni tanto premere il tasto, per assicurare degli eventi casuali e sempre diversi. La pressione del pulsante, assieme alle relative istruzioni di controllo, assicurano un'esecuzio-

[Listato 1]

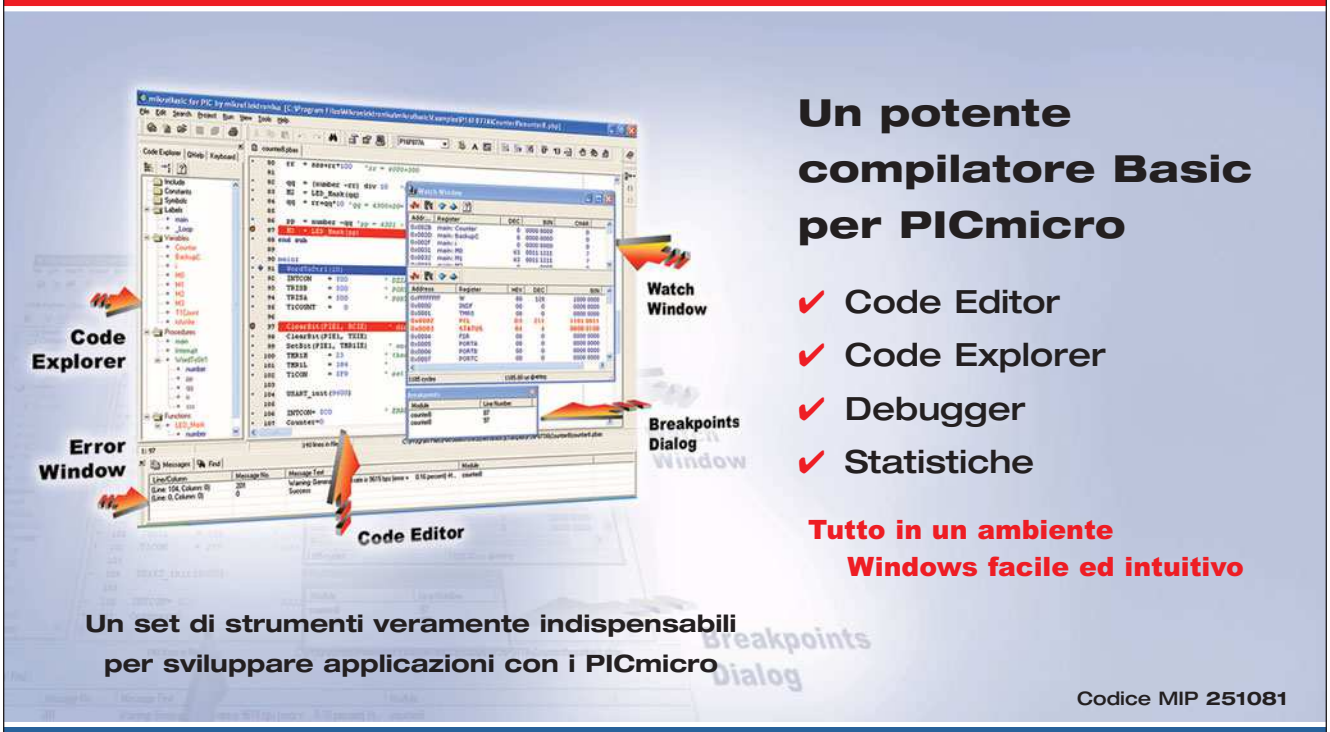
```
program caso1

dim st as string[3] 'Stringa per il Display
OPTION_REG=%00001000 'Setta registro OPTION
trisb=0              'PORTB in output

lcd_init(portb) 'Prepara Lcd su PORTB
lcd_cmd(Lcd_Cursor_Off) 'Disabilita cursore
while true      'Ciclo infinito
   delay_ms(1000)  'Attesa di un secondo
   bytetostr(TMR0,st) 'TMR0 in stringa
   lcd_out(1,1,"Numero estratto:")
   lcd_out(2,1,st)    'Stampa risultato
wend

end.
```


Software Mikrobasic



Ordinalo subito su www.farelettronica.com oppure telefona allo 02.66504794

ne del software (a livello macchina) sempre diversa, pertanto il registro TMR0 assumerà differenti valori non prevedibili. Si ribadisce che i numeri visualizzati in questo caso sono compresi tra 0 e 255.

[Listato 2]

```
program caso2

dim st as string[3] 'Stringa per il Display
dim k as byte
OPTION_REG=%00001000 'Setta registro OPTION
trisa=%00001    'PORTA.0 in INPUT
trisb=0         'PORTB in output

lcd_init(portb) 'Prepara Lcd su PORTB
lcd_cmd(Lcd_Cursor_Off) 'Disabilita cursore
while true      'Ciclo infinito
   for k=1 to 100
      delay_ms(10)  'Attesa 10 millisecondi
      if PORTA.0=1 then  'Se premo tasto
         delay_ms(10)  'Ulteriore attesa
      end if
   next k
   bytetostr(TMR0,st) 'TMR0 in stringa
   lcd_out(1,1,"Numero estratto:")
   lcd_out(2,1,st)    'Stampa risultato
wend

end.
```

SECONDO METODO: UTILIZZO DI UNA RETE RC

Il secondo metodo presuppone sempre l'intervento esterno dell'uomo per rendere casuali i numeri generati. Esso si basa sostanzialmente sulla scarica

Figura 5 Il prototipo funzionante

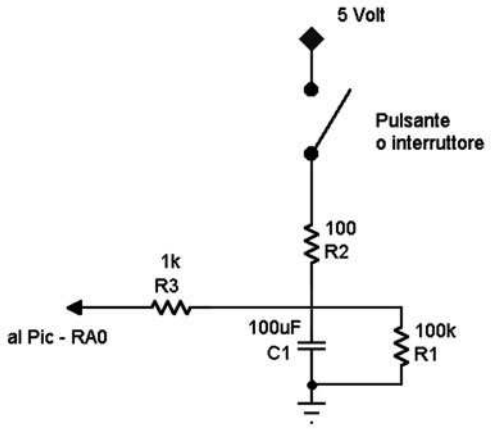


Figura 6 Schema di principio del generatore casuale

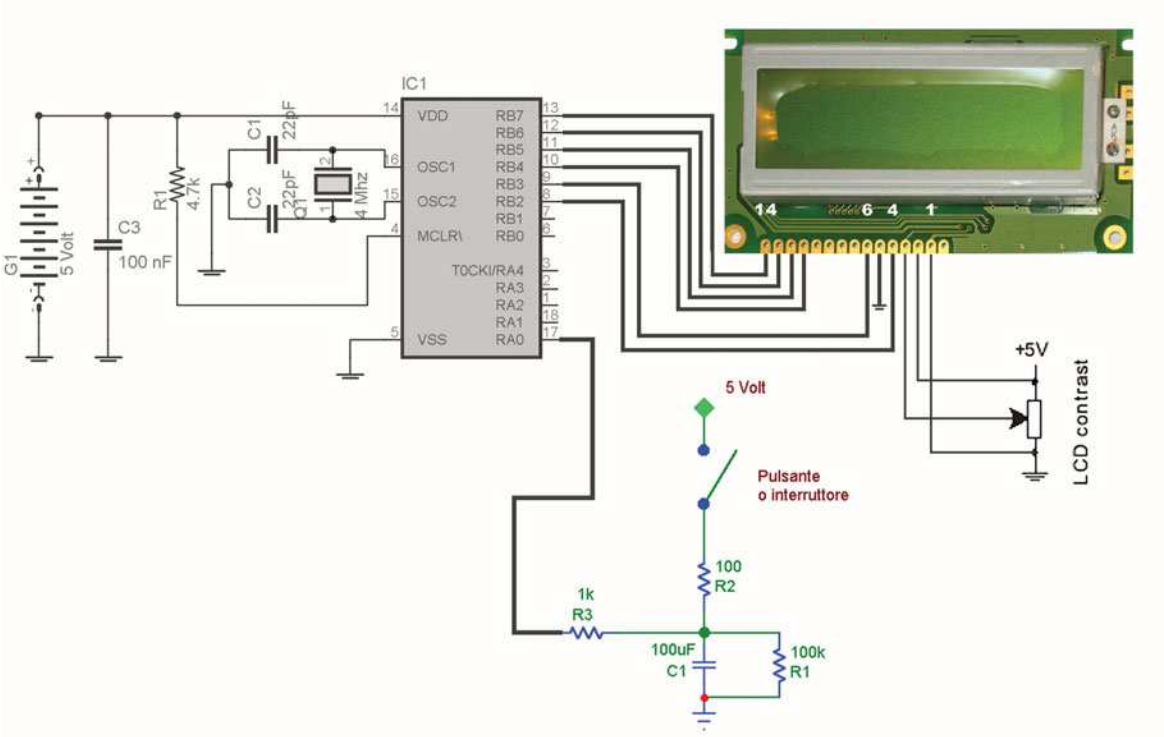


Figura 7 Schema elettrico completo del secondo prototipo

di un condensatore elettrolitico e relativa rilevazione digitale da parte del microcontrollore.

In dettaglio

Questo sistema prevede l'utilizzo di un condensatore, quale erogatore graduale di tensione discendente, in parallelo ad una resistenza, che ha la funzione di scaricarlo poco alla volta.
Attraverso un interruttore, che collega il circuito all'alimentazione, è possibile caricare istantaneamente il condensatore. Il circuito applicativo è raffigurato in figura 6. Vediamone i dettagli.
Inizialmente il pulsante è aperto, nessuna corrente fluisce nel circuito, ai capi del condensatore non c'è tensione e all'uscita, tramite la resistenza da 1 Kohm, troviamo il potenziale di 0 Volt. Tale livello costituisce un valore logico BASSO che l'ingresso del Pic (PORTA.0) interpreta come tale.
Appena il pulsante viene premuto e rilasciato, il condensatore si carica istantaneamente attraverso il resistore da 100 ohm, portandosi al potenziale di 5 Volt. Tale stato perdura anche dopo il rilascio del pulsante, per un periodo proporzionale alla costante RC, infatti il resistore in parallelo da 100 Kilohm, scarica molto lentamente il condensatore. In questo caso, all'uscita troviamo un potenziale che determina un valore digitale ALTO, sin quando la tensione raggiunge circa 1,3 Volt. Dopo di che torna nuovamente al livello basso.
Ciò che è importante comprendere è il fatto della imprevedibilità della durata del livello logico alto, determinata dalla pressione del tasto e dalla relativa "imprecisione" intrinseca del condensatore.
In figura 8 è riportato l'andamento analogico e digitale del condensatore. La traccia blu mostra la scarica inesorabile del condensatore, mentre la traccia rossa segue l'andamento digitale dello stesso componente, visto dal microcontrollore.
Il transitorio, come si vede, si conclude dopo circa 14 secondi. Se tale tempo dovesse risultare eccessivo si può abbassare la capacità del condensatore o diminuire il valore della resistenza R1. La figura 7 mostra lo schema pratico completo dell'intero prototipo.

La funzione dei componenti

Riguardiamo nuovamente lo schema di principio di figura 6 per fornire la funzione specifica

circuiti stampati in 24 ore

garantiamo il tempo di consegna: 24 ore o i circuiti sono gratis

Potrete scegliere tra singola e doppia faccia con foro metallizzato. Con solder e serigrafie per uno stampato di alta qualità o solo piste stagnate per un prototipo a basso costo.
Prezzi a partire da* € 14,38 (doppia faccia foro metallizzato 7,50x7,50 cm) e da € 9,13 (singola faccia 7,50x7,50 cm) per FR4 1,6 mm con rame 35 µm, **tutti comprensivi di attrezzatura.**
Nessuna limitazione sul numero dei fori, sul numero degli utensili (diametri) e sul tipo di scontornatura (anche tondeggiante).
Distanza minima tra le piste e pista minima 8 mils (0,20 mm).

PREVENTIVO ANONIMO, GRATUITO ED IMMEDIATO con il nostro calcolatore online.

Codice MIP 251083

visita il nostro sito per il dettaglio delle note tecniche
www.mdsrl.it
millennium md dataware
millennium dataware srl
parco scientifico e tecnologico
15050 rivalta scrivia - tortona (al)
tel. 0131 860.254 fax 0131 860157
www.mdsrl.it info@mdsrl.it

* i prezzi si intendono iva esclusa e calcolati sul singolo pezzo - ordine minimo 2 pezzi

per ogni componente elettrico utilizzato:

- Pulsante: ha il compito di caricare il condensatore, simulando il lancio della moneta o dei dadi.
- R2 (100 ohm): ha il compito di caricare istantaneamente il condensatore e, per il suo ridotto valore, determina una costante di tempo molto bassa.
- C1 (100 µF): costituisce il "serbatoio " della procedura, implicando un tempo di attesa casuale per la determinazione dei valori.
- R1 (100K): ha l'importante funzione di scaricare lentamente ed inesorabilmente il condensatore, permettendo di tracciare un andamento discendente progressivo.
- R3 (1K): permette il collegamento al pin d'ingresso del microcontrollore. Se ne potrebbe fare a meno, data l'alta impedenza di quest'ultimo.

Il Programma

Il software è diverso dal precedente. Si consideri il listato 3. Dopo l'inizio del ciclo infinito (While – Wend) il Pic invita a premere il tasto. Tale ciclo di attesa è racchiuso all'interno di un blocco (senza istruzioni interne) che si protrae per tutto il tempo in cui l'ingresso PORTA.0 rimane a livello logico basso (tasto non premuto). Se tale livello cambia, vuol dire che il pulsante è stato sottoposto a pressione, per cui l'esecuzione del programma continua con le istruzioni successive.

Con il condensatore completamente carico, il successivo ciclo controlla il livello logico alto dell'ingresso. All'interno si trova la variabile caso che incrementa ad ogni iterazione, generando in questo modo una sorta di numero casuale. Numero che non può superare il valore di 90 grazie alla condizione di controllo.

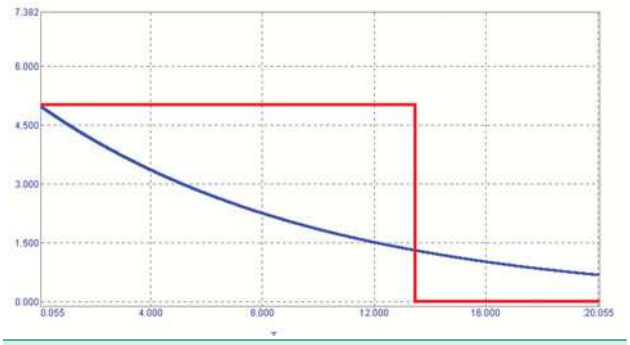


Figura 8 Grafico dell'andamento del condensatore e suo livello "logico"

Figura 9 Estrazione in corso

[Listato 3]

```
program caso3

dim st as string[3] 'Stringa per il Display
dim caso as byte
trisa=%00001    'PORTA.0 in INPUT
trisb=0          'PORTB in output

delay_ms(1000) 'Pausa iniziale
lcd_init(portb) 'Prepara Lcd su PORTB
lcd_cmd(Lcd_Cursor_Off) 'Disabilita cursore
while true       'Ciclo infinito
   caso=0      'Azzera variabile caso
   rem ----Invita a premere il tasto----
   lcd_out(1,1,"Premere il tasto")
   while PORTA.0=0
      rem Il programma attende il tasto
   wend
   lcd_cmd(Lcd_Clear) 'Cancella display
   lcd_out(1,1,"ESTRAZIONE ...")
   rem --Il tasto e' stato premuto---
   while PORTA.0=1    'Finche C e' carico...
      caso=caso+1     'Incrementa caso
      if caso>90 then
         caso=1
      end if
   wend
   rem ----Stampa risultato----
   bytetostr(caso,st) 'Converte in stringa
   lcd_cmd(Lcd_Clear) 'Cancella display
   lcd_out(1,1,"Estratto:")
   lcd_out(2,1,st)
   delay_ms(5000) 'Attende 5 secondi
   lcd_cmd(Lcd_Clear) 'Cancella display
wend

end.
```

A giugno in edicola

da NON PERDERE!!

Codice MIP 251085

Non appena il condensatore, scaricandosi, raggiunge il valore logico basso (dopo qualche secondo), il ciclo cessa di iterare è viene mostrato sull'Lcd il valore della variabile caso, quale numero generato. Dopo una pausa di 5 secondi, l'intero processo ricomincia da capo.

TERZO METODO: CLOCK CASUALE ESTERNO

Probabilmente il terzo metodo è il più efficace di quelli descritti, poiché si basa effettivamente su eventi esterni variabili ed imprevisti, di cui naturalmente l'uomo non può fare ipotesi di sorta.

Il generatore di impulsi variabile

Guardiamo lo schema di principio in figura 10. Si tratta di un classico generatore di onda quadra con periodo molto breve. E' formato da due porte NOT *bufferate* (integrato CD40106 – figura 15). La prima si occupa della generazione effettiva di un treno di impulsi, con frequenza dipendente dal condensatore e dalla resistenza ad esso in parallelo. La seconda invece "squadra" esattamente l'impulso, isolandolo e rendendolo utilizzabile direttamente dal PIC (figure 13 e 14). La particolarità sta nella generazione "casuale" del periodo, in quanto esso è determinato soprattutto dalla fotoresistenza che rende variabile la frequenza generata. Basta una minima variazione di luce ambientale per modificare enormemente il periodo, rendendo così imprevedibile il risultato finale.

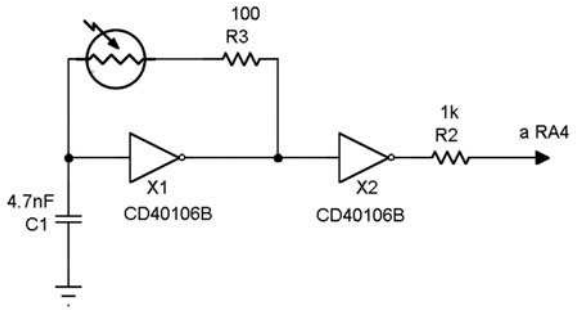


Figura 10 Schema elettrico del generatore di impulsi variabile

In dettaglio

Vediamo adesso come opera l'intero circuito, visibile in figura 11. La PORTA.4 del microcontrollore è adibita alla ricezione del treno di impulsi. Lo scopo principale del software è pertanto quello di "contare" ciclicamente tali segnali, attraverso il registro TMR0.
A differenza però del primo metodo esposto, l'avanzamento del conteggio stavolta è determinato da un evento esterno variabile, e non dallo stesso microcontrollore.
Dato che il conteggio avviene a grande velocità, data la frequenza in gioco, non è possibile stabilire a priori il risultato finale. Esaminiamo nuovamente le figure 4 e 5.
Questa volta il segnale da conteggiare (esterno) è prelevato attraverso l'ingresso RA4, l'unico predisposto all'avanzamento del registro TMR0. Per ottenere questo scopo è necessario porre a 1 logico il bit **T0CS** del registro OPTION. Il bit **T0SE**

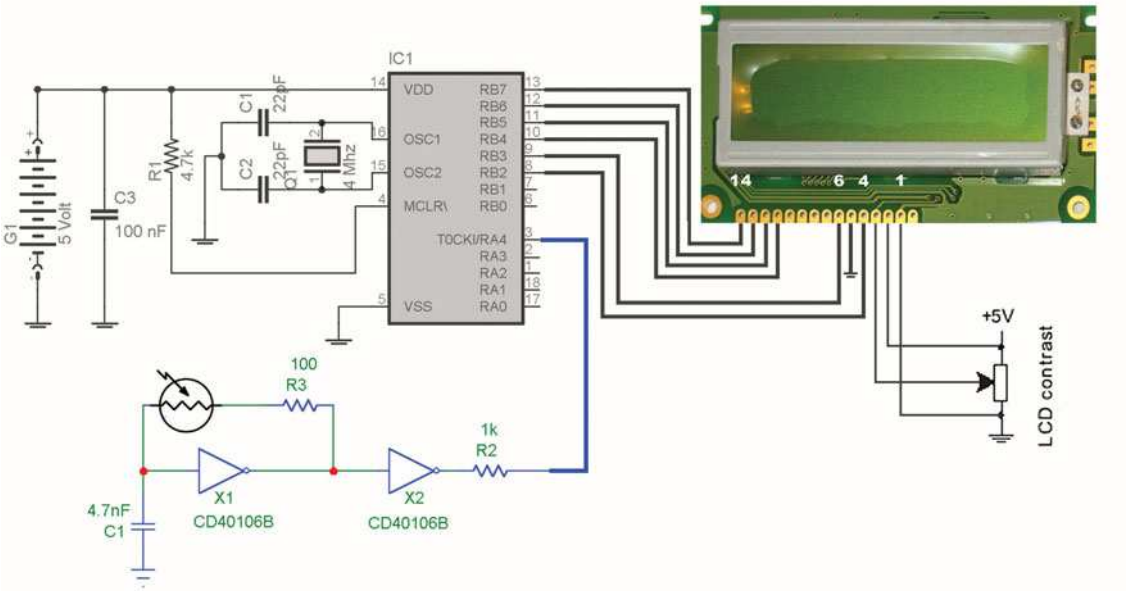


Figura 11 Schema elettrico completo del terzo prototipo

L'alternativa a Milano

fiera dell'elettronica & del radioamatore di Busto Arsizio

Con tutti gli espositori che "trovavi" a Novegro* e i prezzi più bassi d' Italia

3 - 4 GIUGNO 2006

ORARIO AL PUBBLICO:

09.00 - 18.00

prevendita biglietti dalle ore 08.00

Informazioni: 337 676719

E-mail: info@compendiofiere.it

Intero € 6,00 ridotto € 4,00

MalpensaFiere

MOSTRA MERCATO

- RADIANTISMO
- ELETTRONICA
- COMPUTER
- EDITORIA
- TELEFONIA
- TV-SATELLITARE
- HOBBISTICA
- RADIO D'EPOCA

Codice MIP 251087

* sul sito compendiofiere.it trovate l'elenco aggiornato dei partecipanti

è invece posto a 0 logico per far si che il conteggio avvenga in prossimità dei *fronti di salita* del segnale. Inoltre il bit **PSA** deve essere messo a 1 logico per evitare l'utilizzo del *prescaler* ed avere così l'incremento unitario del registro TMR0 ad ogni clock esterno.
Il valore binario da assegnare al registro OPTION è il seguente: 00101000.

Figura 12 La fotoresistenza

Parametri di frequenza

La frequenza dell'oscillatore esterno ad onda quadra è determinata dal condensatore, che collega l'ingresso della prima porta NOT a massa, e dalla resistenza che collega l'ingresso della stessa alla sua uscita. Più basso è il valore di questa, più elevata sarà la frequenza prodotta. In questo caso l'elemento variabile è rappresentato dalla fotoresistenza che, con minime variazioni di luce ambientale, modificherà l'intero andamento del circuito e, quindi, la casualità della sortita. Tipicamente una fotoresistenza prevede un valore resistivo di circa 25 ohm in piena luce e di circa 4 Megaohm al buio completo. Ma utilizzando il prototipo in una stanza "normalmente" illuminata, essa può assumere dei valori medi nell'intervallo 500 ohm – 10 Kohm. Con questa estensione il circuito genera un'onda quadra con frequenza compresa tra 25 Khz e 250 Khz, frequenza che viene elaborata dal software del PIC.

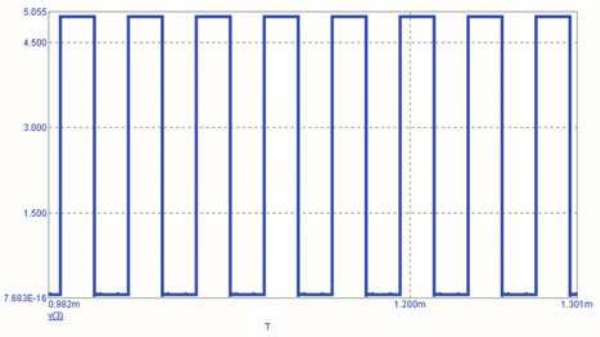


Figura 13 L'onda quadra generata dal circuito

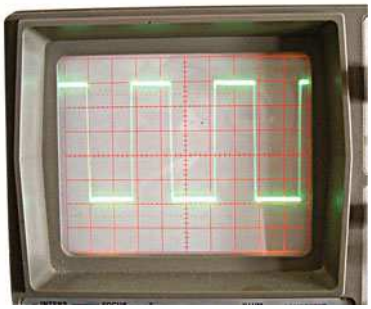


Figura 14 Oscillogramma del treno di impulsi

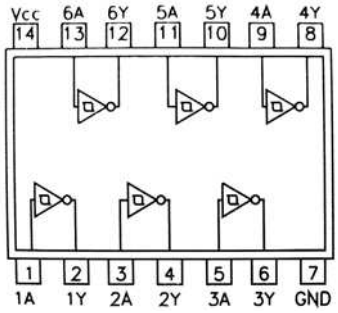


Figura 15 Pinout CD 40106

Il programma

Il software in questione (listato 4) genera ogni secondo un numero casuale compreso tra 0 e 255, secondo la tecnica descritta.

COME OTTENERE L'INTERVALLO DESIDERATO

Se si desidera ottenere un insieme di valori specifici occorre eseguire alcuni semplici calcoli per filtrare in questo modo i risultati ottenuti. Può capitare infatti di aver bisogno dei numeri da 1 a 6 per realizzare un dado elettronico oppure

[Listato 4]

```
program caso4

dim st as string[3] 'Stringa per il Display
trisa=%10000    'PORTA.4 in INPUT
trisb=0         'PORTB in output

delay_ms(1000) 'Pausa iniziale
lcd_init(portb) 'Prepara Lcd su PORTB
lcd_cmd(Lcd_Cursor_Off) 'Disabilita cursore
OPTION_REG=%00101000    'Registro OPTION
while true       'Ciclo infinito
   bytetostr(TMR0,st) 'TMR0 in stringa
   lcd_cmd(Lcd_Clear) 'Cancella display
   lcd_out(1,1,"Estratto:")
   lcd_out(2,1,st)
   delay_ms(1000)
wend

end.
```

dei numeri da 1 a 90 per approntare una tombola elettronica. Per raggiungere lo scopo basta semplicemente calcolare il resto della divisione tra il numero generato ed il numero di elementi del *range* desiderato, aggiungendo al risultato il valore uno, secondo la formula:

$$n=(p \bmod e)+1$$

dove: "**n**" è il numero da generare, "**p**" è il numero generato dal PIC, "**e**" è il numero di elementi dell'intervallo desiderato.
Esempio: si vuole simulare il lancio di un dado (1-6) adeguando il valore del registro TMR0 (0-255) con la formula data.

$$n=(TMR0 \bmod 6)+1$$

Il software pertanto deve prevedere tale "conversione" e tagliare tutti i valori non desiderati (tabella 1).

Il programma

La generazione del numero casuale segue esattamente lo procedura del metodo 3. Si differenzia solo per la riduzione del valore generato a cifre utili. Il programma provvede a "lanciare" il dado ogni secondo, visualizzando l'esito sul display LCD. Si scriva pertanto il listato 5 e si compili attraverso le opportune procedure.

[Listato 5]

```
program caso5

dim st as string[3] 'Stringa per il Display
dim dado as byte    'Variabile per il lancio
trisa=%10000    'PORTA.4 in INPUT
trisb=0         'PORTB in output

delay_ms(1000) 'Pausa iniziale
lcd_init(portb) 'Prepara Lcd su PORTB
lcd_cmd(Lcd_Cursor_Off) 'Disabilita cursore
OPTION_REG=%00101000    'Registro OPTION
while true       'Ciclo infinito
   lcd_cmd(Lcd_Clear) 'Cancella display
   lcd_out(1,1,"Lancio del DADO:")
   dado=(TMR0 mod 6)+1  'Genera da 1 a 6
   bytetostr(dado,st) 'Converte in stringa
   lcd_out(2,1,st)    'Stampa il risultato
   delay_ms(1000)
wend

end.
```

LA NON RIPETIZIONE DEI NUMERI

L'ultimo paragrafo dell'articolo illustra un metodo per evitare la ripetizione dei numeri già estratti, procedura molto utile per simulare il gioco della Tombola, nella quale ogni numero è sorteggiato una volta sola.
Nell'esempio che segue verranno estratti i

[Listato 6]

```
program caso6

dim st as string[3] 'Stringa per il Display
dim uscito as byte[20]    'vettore di 20 flag
dim k as byte          'Variabile di servizio
dim caso as byte  'Contiene il numero casuale
trisa=%10000    'PORTA.4 in INPUT
trisb=0         'PORTB in output

delay_ms(1000) 'Pausa iniziale
lcd_init(portb) 'Prepara Lcd su PORTB
lcd_cmd(Lcd_Cursor_Off) 'Disabilita cursore
OPTION_REG=%00101000    'Registro OPTION
rem ------Azzeramento vettore-------
for k=0 to 19  'Processa il vettore
    uscito[k]=0    'numero non ancora uscito
next k
for k=1 to 20
   lcd_cmd(Lcd_Clear) 'Cancella display
   lcd_out(1,1,"Giocatore:")
lancio:                'LABEL
   caso=(TMR0 mod 20)+1  'Genera da 1 a 20
   if uscito[caso-1]=1 then
      'Se e' stato estratto prima
      goto lancio       'RITENTA il lancio
   end if
   uscito[caso-1]=1    'Lo MARCA come USCITO
   bytetostr(caso,st) 'Converte in stringa
   lcd_out(1,12,st)    'Stampa il risultato
   delay_ms(5000)      'Attende 5 secondi
next k
lcd_out(2,1,"FINE ESTRAZIONE")

end.
```

TMR0	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	...	249	250	251	252	253	254	255
(TMR0 mod 6)+1	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	5	6	1	2	3	4	...	4	5	6	1	2	3	4

Tabella 1 *Conversione di TMR0 in un range utile*

Figura 16 Terno Secco in funzione

[Listato 7]

```
program caso7

dim st as string[3] 'Stringa per il Display
dim n1 as byte      'Primo numero estratto
dim n2 as byte      'Secondo numero estratto
dim n3 as byte      'Terzo numero estratto
trisa=%10000    'PORTA.4 in INPUT
trisb=0         'PORTB in output

delay_ms(1000) 'Pausa iniziale
lcd_init(portb) 'Prepara Lcd su PORTB
lcd_cmd(Lcd_Cursor_Off) 'Disabilita cursore
OPTION_REG=%00101000    'Setta Registro OPTION
lcd_cmd(Lcd_Clear) 'Cancella display
lcd_out(1,1,"Gioca il Terno:")
while true
   n1=(TMR0 mod 90)+1  'Genera da 1 a 90
   delay_ms(100)
   n2=(TMR0 mod 90)+1  'Genera da 1 a 90
   delay_ms(100)
   n3=(TMR0 mod 90)+1  'Genera da 1 a 90
   delay_ms(100)
   rem ---Controlla se ci sono DOPPIONI----
   if (n1=n2) or (n1=n3) or (n2=n3) then
      continue    'Ripete estrazione
   end if
   rem ----Stampa i tre numeri-----
   bytetostr(n1,st) 'Converte n1 in stringa
   delay_ms(1000)
   lcd_out(2,1,st)    'Stampa n1
   bytetostr(n2,st) 'Converte n2 in stringa
   delay_ms(1000)
   lcd_out(2,5,st)    'Stampa n2
   bytetostr(n3,st) 'Converte n3 in stringa
   delay_ms(1000)
   lcd_out(2,9,st)    'Stampa n3
   break              'Esce dal ciclo
wend

end.
```

numeri di 20 giocatori. Pertanto ogni cifra deve uscire casualmente ma UNA volta sola!
Il metodo si basa sull'utilizzo di un vettore unidimensionale, che funge da *flag* per indicare se un valore è già stato estratto oppure no. Inizialmente tutti i venti elementi del vettore saranno posti a zero, e man mano che l'estrazione procede, verranno rimpiazzati dal valore uno. Esso permette la non ripetizione di un numero se esso è stato già estratto.
La generazione dei venti numeri prosegue al ritmo di 5 secondi. Il programma è mostrato nel listato 6.

TERNO SECCO!

Come ultimo esempio proponiamo un generatore di tre numeri compresi tra 1 e 90 da giocare al gioco del Lotto quale terno secco su una ruota a scelta.
Il metodo è sempre lo stesso. Si tratta di generare, uno alla volta, tre numeri compresi tra 1 e 90. Se questi vengono ripetuti il software, contenuto nel listato 7, provvederà a effettuare nuovamente l'estrazione. Non si utilizza nell'esempio il vettore poiché avviene una verifica immediata di uguaglianza tra i tre numeri estratti.
Il terno viene generato in sequenza, mostrando una cifra ogni secondo, aumentando in questo modo la suspance del gioco.
Troviamo due nuove istruzioni all'interno del blocco *while – wend*:

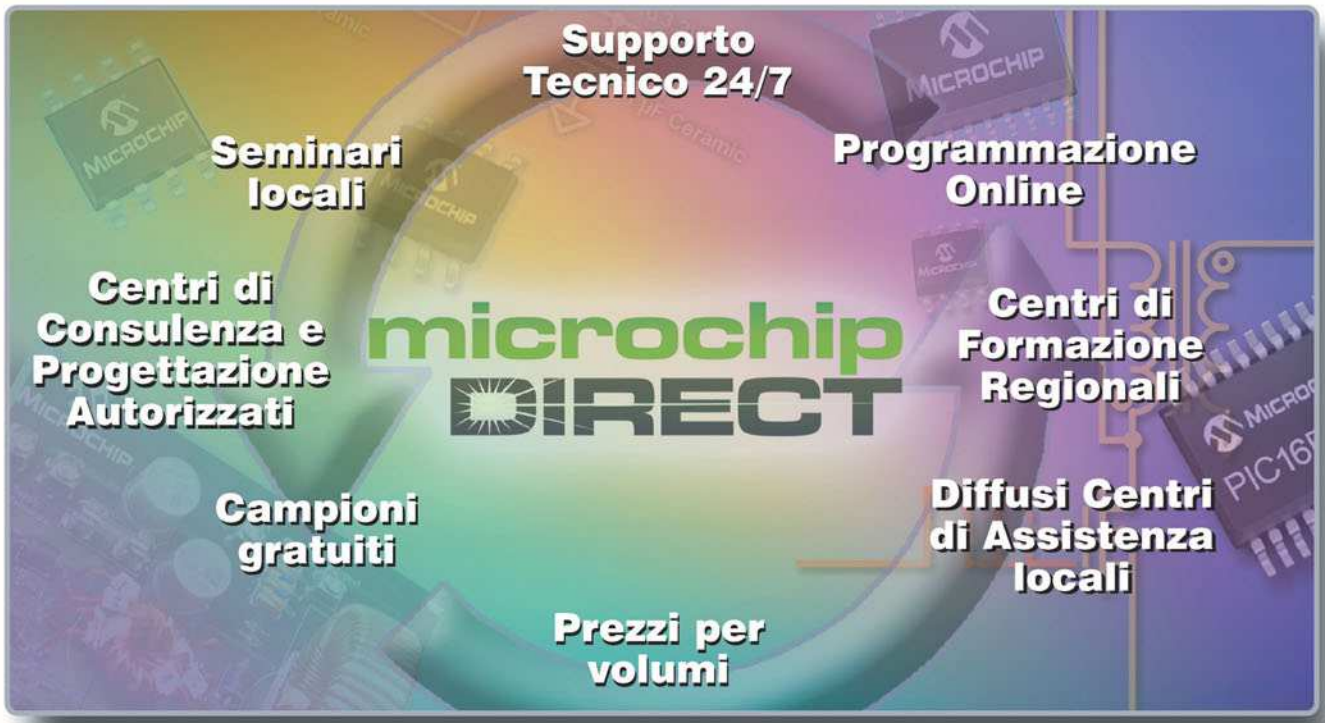
- **continue**, che provvede a riprendere l'esecuzione del programma dall'inizio del blocco in cui essa è contenuta.
- **break**, che termina la "vita" del blocco stesso e continua l'esecuzione del programma dall'istruzione immediatamente successiva a *wend*.

CONCLUSIONI

Come si vede, non esiste limite alla programmazione. Occorre sempre analizzare a fondo qualsiasi problema e cercare ogni strategia che lo possa determinare. Con le dovute tecniche ed espedienti vari si riesce sempre a trovare la soluzione a qualsiasi tipo di algoritmo, anche quello esaminato nell'articolo, apparentemente irrisolvibile.

Codice MIP 251078

Vi aiutiamo ad avere successo



Il vostro business ha bisogno di più supporto e di più risorse?

Le organizzazioni di maggior successo sono coscienti del valore di una relazione con un fornitore strategico. Tali relazioni permettono loro di fornire prodotti innovativi, in modo tempestivo e conveniente. Oggi Microchip Technology supporta più di 45.000 clienti in tutto il mondo, ed il nostro impegno e' aiutarli ad avere successo. Oltre alle soluzioni ad alte prestazioni su silicio, Microchip offre una lunga lista di funzioni di supporto che permettono di ridurre il time to market e di abbattere i costi totali di sistema. A questo si aggiungono le risorse tecniche locali, che recentemente sono state notevolmente ampliate.

Potrete utilizzare microchipDIRECT per:

Registratevi subito!

- Ordinare direttamente da Microchip, 24 ore al giorno, sette giorni su sette, con un semplice carta di credito o una linea di credito
- Ricevere i prezzi in volumi per tutti i dispositivi
- Controllare le disponibilità a magazzino
- Ordinare forniture parziali con forti sconti
- Programmare la produzione in modo rapido ed economico (ora disponibile)
- Piazzare e gestire in modo protetto l'ordine attraverso qualsiasi connessione di rete
- Assegnare un numero PO all'ordine
- Creare un part number unico per qualsiasi voce ordinata
- Ricevere una notifica via e-mail per ordini, spedizioni, stato delle quotazioni e altro

microchip DIRECT
www.microchipdirect.com

Now Pb-free!

MICROCHIP
www.microchip.com

Il nome e il logo Microchip, PIC e dsPIC sono marchi registrati da Microchip Technology Incorporated negli USA e in altre nazioni. Tutti gli altri marchi e marchi registrati appartengono ai rispettivi titolari.
© Microchip Technology 2006. Tutti i diritti riservati. ME156Ita/02.06

Codice MIP 251091

Le sovratensioni

Guasti inspiegabili? Corto circuiti senza un apparente motivo? Scarsa durata delle lampadine di casa? Probabilmente siete stati vittime delle sovratensioni. Vediamo cosa sono, quali sono i fenomeni che le causano, quali le conseguenze e come proteggersi nella maniera migliore.

Ai giorni nostri, il fenomeno delle sovratensioni viene affrontato in maniera più seria ed approfondita di quanto lo fosse un tempo. Forse perché oggi l'elettronica è molto più sensibile a fenomeni di questo tipo rispetto all'elettronica di qualche anno fa. Per cui cercare di capire il fenomeno delle sovratensioni è importante non solo ai fini dell'impianto elettrico, ma anche per la nostra sicurezza, per tutte le apparecchiature elettroniche connesse alla rete e quindi anche del nostro portafogli. Di seguito vedremo nel dettaglio non solo cosa significa "sovratensione" ma anche quali sono le principali cause di questo fenomeno, le conseguenze sulla rete elettrica ed i mezzi per proteggerci.

Come la parola stessa suggerisce per "sovratensione" intendiamo quel valore di tensione superiore al valore nominale su un componente, su un circuito o in una rete elettrica. La durata di questa tensione "anomala" è molto breve, in genere si considerano tempi notevolmente inferiori al secondo, fino all'ordine dei microsecondi. Se ci trovassimo di fronte a valori di tensione superiori a quella nominale ma di durata considerevole, pur potendola definire letteralmente sovratensione, dovremmo confrontarci con un'altra serie di cause che riguarderebbero l'alimentazione a monte del circuito (o rete). Per cui, generalmente si associa ad un'onda di sovratensione, un valore di tempo molto piccolo.

Poter vedere in tempo reale un'onda di sovratensione è molto difficile. I comuni multimetri hanno un tempo di campionamento superiore alla durata della sovratensione stessa. Lo stesso dicasi per i tester analogici per via dell'inerzia del magnete e la meccanica dell'indice e della molla. Vi sono alcuni costosissimi multimetri con tempi di acquisizione notevolmente bassi con i quali è possibile osservare (utilizzando la funzione Hold) alcune sovratensioni. Altro sistema è collegare opportunamente l'oscilloscopio e rivedere l'onda di sovratensione attraverso la funzione memoria. Altrimenti si deve far ricorso a strumentazione specifica e dedicata. Ne consegue che osservare istantaneamente una sovratensione è pressoché impossibile con la comune strumentazione. Ciò che invece vediamo sicuramente sono gli effetti delle sovratensioni, sia a breve che a lungo termine, in forma più o meno grave a seconda dei casi. Ma di questo ne parleremo più avanti.

L'unico esempio di sovratensione più semplice e sicuramente più "visibile" è il fulmine. Da questo esempio possiamo prendere spunto per chiarire un altro concetto.

La sovratensione è strettamente legata ad una corrente impulsiva transitoria. Dove c'è l'una c'è l'altra e viceversa. In quanto se all'interno di una rete elettrica o circuito c'è, per un tempo relativamente breve, una tensione "maggiore" del

di rete

di Domenico De Palo

valore nominale, vi sarà anche un flusso maggiore di elettroni e quindi una corrente elettrica. Impulsiva e transitoria per via della durata. È proprio questa corrente che crea molti problemi che vedremo fra poco. Un approccio teorico corretto avrebbe previsto un analisi delle cause che provocano le sovratensioni. Ma riteniamo, in questo caso parlare prima delle conseguenze in quanto spesso sottovalutate ma che, come vedremo, possiamo toccare con mano con semplicità. Inoltre capirne le cause ci servirà per imparare a combatterle.
Affronteremo l'argomento usando come esempi tipici la rappresentazione massima della sovratensione (e quindi corrente impulsiva transitoria) che è il fulmine. Come esempio "minore" considereremo un'onda di sovratensione così limitata da non provocare nessun danno a breve termine.

CONSEGUENZE DELLE SOVRATENSIONI

Il fulmine è purtroppo una delle cause più frequenti delle sovratensioni sulla rete. Se esso si scarica in maniera diretta su una linea aerea ad alta tensione può causare una interruzione del servizio oltre a provocare un danno fisico alla linea. Inoltre per brevissimi istanti si è avuta un'onda di sovratensione che si è propagata per la linea andando a sovraccaricare eventuali trasformatori MT. Più il fulmine cade vicino alla cabina MT più si possono verificare guasti agli isolatori del trasformatore stesso provocando guasti irreparabili. Su una linea elettrica AT e MT un'onda di sovratensione può provocare quindi le seguenti conseguenze:

- Interruzione erogazione del servizio per danneggiamento fisico del conduttore.
- Danneggiamento trasformatori cabina MT con interruzione erogazione.
- Propagazione di un'onda di sovratensione ridotta attraverso la linea MT-BT.

In caso il fulmine si scarichi nelle vicinanze di una linea o comunque viene deviato dai sistemi di protezione della linea (che vedremo più avanti) le conseguenze sono minori. In casi particolari la caduta di un fulmine può interessare la linea MT con maggiori ripercussioni sulla BT. Vi sono impianti inoltre, senza alcuna protezione e predisposti a sovratensioni di vario genere. In situazioni estreme e per fortuna rare, il fulmine riesce a scaricarsi attraverso la linea BT dell'impianto domestico con conseguente incendio e rischi per l'incolumità degli occupanti l'abitazione.

Consideriamo ora sovratensioni non dovute alla caduta diretta di un fulmine. Una conseguenza sottovalutata delle sovratensioni è un invecchiamento ed usura precoce dell'isolamento dei conduttori. Gli effetti di tale conseguenza si evidenziano soprattutto sulla linea BT e quindi sulla rete domestica per via appunto di un maggior numero di isolamenti presenti. Infatti in un conduttore isolato un'onda di sovratensione va alla ricerca di un punto in cui scaricarsi verso potenziale 0. Accade col tempo e in presenza di sovratensioni frequenti che tra conduttore e isolamento si creino dei punti in cui l'onda di sovra-

Figura 1 Differenziale danneggiato in seguito a fulminazione

Figura 2 Canalina sottotraccia danneggiata in seguito a fulminazione

tensione tenterà via via di scaricarsi. All'inizio questo provocherà una riduzione dell'isolamento con generazione di una corrente di fuga di pochissimi milliampere, in seguito in presenza di un'onda di sovratensione più elevata si può arrivare al corto circuito della rete stessa. Ecco spiegati i numerosi incendi che si generavano in molte abitazioni in Italia dopo la distribuzione di massa dell'energia elettrica. Protezione scarsa dalle sovratensioni e norme di sicurezza impiantistica notevolmente "sottodimensionate".
Tutt'ora le sovratensioni però continuano a provocare incendi in molte parti del mondo ma anche in Italia. Ovviamente meno che in passato. Il classico incendio per cortocircuito se non provocato da una causa evidente è generato da una sovratensione. Le sovratensioni sono la maggiore causa di una durata "inferiore" di qualsiasi dispositivo elettronico presente in casa. Quanti di noi hanno visto smettere di funzionare l'alimentatore switching del proprio PC? Ebbene, senza addentrarci all'interno di tali alimentatori (di cui è stato fatto uno speciale a parte) possiamo ritenere che le sovratensioni non facciano certo bene ad uno switching per le cause che vedremo nel prossimo paragrafo.
Quanti di noi hanno acquistato lampade a risparmio energetico (pagandole più care delle altre) e sono rimasti di stucco quando la loro durata (dichiarata in qualche decina di anni) si è rivelata più breve delle sorelle ad incandescenza? Quanti alimentatori di hi-Fi, TV, videoregistratori, citofoni, elettrodomestici, caldaie, condizionatori, centrali di allarme (l'elenco sarebbe lunghissimo) abbiamo visto guastarsi senza un'apparente causa? O peggio, dopo esserci resi conto che qualche componente risultava "bruciato"? Alcune volte le cause sono da ricercarsi all'interno dell'apparecchiatura stessa, ma spesso le sovratensioni fanno danni molto lentamente che quasi non ci si accorge di nulla. Ogni dispositivo alimentato da corrente elettrica è potenzialmente esposto a delle sovratensioni. Tali sovratensioni, possono provocare danni più o meno gravi, a breve o a lungo termine a seconda del grado di esposizione dell'impianto alle stesse.

LE CAUSE PRINCIPALI DELLE SOVRATENSIONI

Per analizzare le cause in maniera migliore cominciamo a suddividere le sovratensioni secondo alcuni criteri:

- Sovratensioni dirette
- Sovratensioni indotte
- Sovratensioni di origine interna
- Sovratensioni di origine esterna

Per dirette intendiamo quelle sovratensioni originate da un contatto "diretto" tra una linea di alimentazione (o un componente) e la fonte stessa della sovratensione. L'esempio più esplicativo è il fulmine. In caso cada in maniera diretta su una linea provoca sempre danni gravissimi, anche se attualmente grazie alle normative e alle innovazioni tecnologiche si riesce ad ottenere un ottimo grado di protezione rispetto al passato.
La figura 3 mostra una statistica divisa per regioni sui fulmini caduti in Italia.

Figura 3 Rischio fulmini in Italia

Un altro esempio di sovratensione diretta è quella causata da archi voltaici ad alta tensione. Generalmente si generano negli interruttori di

CD-Rom e Data Book ECA

La migliore Documentazione Tecnica

ECA VRT-DISK 2006

VRT-DISK contiene il database di oltre 160,000 dispositivi diversi (transistor, diodi, tiristori e integrati) riportandone i dati salienti, il costruttore e - ove disponibili - i componenti equivalenti. Oltre alla descrizione dei pin per i componenti discreti, la versione CD-ROM contiene anche la descrizione dei pin per tutti i componenti standard CMOS 4000/7400, TTL 7400, molti amplificatori operazionali ed alcuni integrati Audio e Video. Mediante la "Funzione-Note" è possibile aggiungere i dati personali a ciascun dispositivo. Il reference manual, già popolare nella versione data-book, permette una veloce cernita delle informazioni più dettagliate.

ECA-404 MEM-DISK 2000

Più di 50.000 memorie differenti, come dRAM, sRAM, EPROM, EEPROM, FIFO e vRAM, con tutti i necessari valori e caratteristiche, pin-outs, tavole della verità, disegno del contenitore e costruttore (con indirizzo). Il programma consente la creazione di 5 data-base personali, dove memorizzare i risultati delle ricerche, questo è utile per la comparazione dei componenti.

ECA-405 CMOS/TTL-DISK 2006

Contiene più di 96.000 circuiti integrati digitali CMOS 400/7400, ttl 400, ECL (10k/100k) e T75 (interfaces) divisi in 2610 famiglie per i quali sono specificati caratteristiche e valori massimi.
Il semplice click del mouse, sul componente selezionato, farà apparire: lo schema interno, le dimensioni del contenitore, specifiche dettagliate delle funzioni, tavola della verità, informazioni sulle applicazioni, i contenitori disponibili, il costruttore (completo di indirizzo) e il simbolo secondo lo standard IEEE 91.

ECA-406 TDV-DISK 2003

Oltre 100.000 transistor e FET, da A...Z, 2N21...2N7228 fino a 2...40 000...µ. Sono indicati i valori massimi e le caratteristiche, l'assegnazione dei pin, il costruttore e le dimensioni. Oltre alla ricerca per "tipo", il programma consente una "ricerca selettiva" in accordo con alcuni dati importanti, quali "potenza" e "voltaggio".

ECA-407 LIN-DISK 2003

Contiene il database e la tavola degli equivalenti degli amplificatori operazionali, comparatori, stabilizzatori e regolatori. Un potente motore di ricerca permette di interrogare il database cercando non solo per tipo ma per costruttore, per contenitore, pinout e voltaggio.

ECA-408 OPTO-DISK 2003

Contiene il database e la tabella degli equivalenti per i trasmettitori (LED, IRED, Laser diodi, barre LED e array), ricevitori (fotodiodi e transistor, foto resistenze, foto ICs, foto elementi, celle solari e pyrodetectors), fotoaccoppiatori (fotodiodi, transistor e darlington, digital Ics, amplificatori, foto FET, SCR e foto resistenze), foto relay, foto interruttori, sensori a riflessione (foto sensori) e coppie di trasmettitori e ricevitori.

ECA-409 DDV-DISK 2005

Contiene il database con oltre 90.000 diodi e tiristori con le loro valori massimi consentiti, pin-out, dati del costruttore e dimensioni.

DATA BOOK ECA 2006

VRT book è la versione cartacea in due volumi del VRT-Disk. Contiene le tabelle comparative di oltre 130.000 componenti tra Transistori, Tiristori, Diodi, circuiti integrati, ecc...
Audio AMP è un nuovo data-book sugli amplificatori audio con oltre 3500 circuiti diversi.

elettroshop
www.elettroshop.com
Tel. 02 66504794 - Fax 02 66508225
info@elettroshop.com

Codice MIP 251095

manovra per le linee AT e MT. Anche se in questo caso è più corretto parlare di extracorrente di apertura e chiusura, è pur vero che l'arco rappresenta una sovratensione. Generalmente provocano un'usura fisica dell'interruttore (carbonizzazione dell'elettrodo) e una ripercussione della sovratensione sulla linea connessa. Ciò avviene anche sulle linee a BT e quindi anche in casa nostra in maniera direttamente proporzionale al carico applicato. All'interno della categoria delle sovratensioni dirette è utile sapere che il fulmine ha un fronte d'onda molto ripido e una durata brevissima (qualche milionesimo di secondo). Altresì sovratensioni dovute ad operazioni di manovra hanno un picco notevolmente inferiore ma una durata maggiore (qualche decina di milionesimi di secondo). Tale caratteristica va tenuta presente per una valutazione della protezione migliore da installare in base ai rischi di esposizione.

Per sovratensione indotta invece intendiamo quella sovratensione non causata per contatto diretto ma per "induzione". È noto infatti che onde di sovratensione si propagano anche ad 1 km dalla caduta di un fulmine! In presenza di qualsiasi linea elettrica che sia AT, MT e BT. E non solo su linee aeree ma anche linee interrate o murali.

Inoltre ad essere colpite dalle sovratensioni non sono solo le linee di distribuzione dell'energia elettrica, ma anche quelle telefoniche, di dati, TV, satellite, ecc. (vedi figura 4).

Infatti il fulmine genera un forte campo magnetico ed elettrico che per fenomeni appunto "induttivi" propagano dei "picchi" di energia nei cavi vicini. Tale "onda indotta" ha origine in un punto e da esso si propaga nelle due direzioni del cavo interessato. Se per un motivo X non riuscisse ad essere "assorbita" da un lato del cavo (il motivo x potrebbe essere un'interruzione in un punto) tale onda è soggetta ad un effetto rimbalzo. Tornerà indietro e si accoderà all'onda propagatasi nell'altro senso, aumentando il rischio di conseguenze. Da ciò ne consegue che tutto ciò che è materiale conduttore di elettricità, fa da "antenna" ad onde di sovratensione. Questo purtroppo non fa delle sovratensioni un fenomeno limitato e facilmente isolabile, ma tutt'altro, vasto e affetto da tante variabili da studiare caso a caso.

Per sovratensioni di origine interna intendiamo quelle sovratensioni che si generano all'interno di apparecchiature, carichi e quant'altro collegato alla rete stessa. Quelle "incluse" in un sistema. Per esterne invece intendiamo quelle che provengono dal di fuori di un sistema (protetto o non). Chiariamo meglio con degli esempi. In una abitazione con sovratensioni interne ci riferiamo a quelle generate da carichi collegati sull'impianto domestico come lavatrici (per via dei motori), telefoni, grossi carichi (forni, condizionatori, ecc.) Giusto per fare un esempio nella figura 5 vediamo la sovratensione generata dal reattore di un neon.

Per esterne intendiamo quelle che giungono al nostro impianto dalla linea esterna ma non sono generate dalle nostre utenze. Se consideriamo invece l'intera rete elettrica (AT, MT e BT) le sovratensioni di origine esterna sono quelle causate dai fulmini. Tutto il resto (manovra interruttori, ecc) sono considerate come "interne". Le prime seppur di intensità inferiore sono meno visibili e si trovano ad agire direttamente all'interno dei circuiti. Le seconde invece hanno un'energia maggiore ma possono essere rilevate e bloccate prima che entrino nel nostro

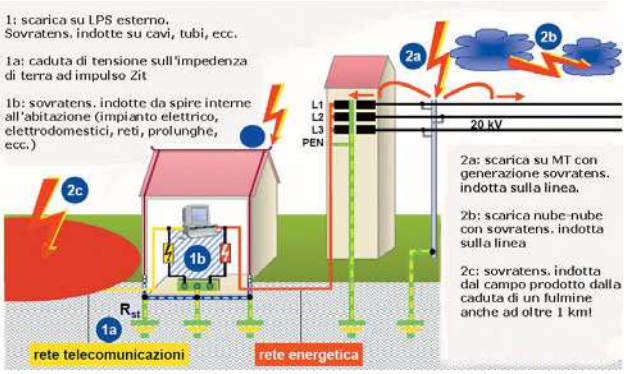


Figura 4 Fulmine come causa delle sovratensioni

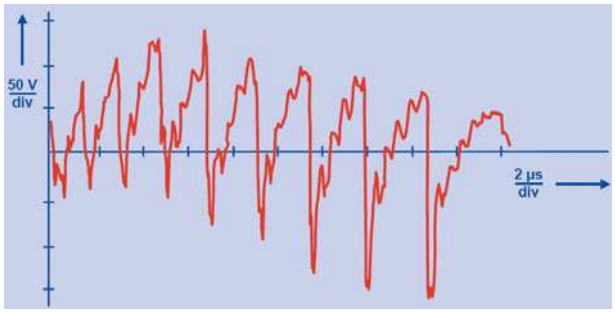


Figura 5 Sovratensione indotta dal reattore di un neon

impianto. Questa classificazione delle sovratensioni è sufficiente per capire bene il contesto nel quale operano e le cause di varia natura che le generano.
Vediamo ora cosa possiamo fare e cosa già si fa, per ridurre le conseguenze delle sovratensioni alla luce di ciò che le origina.

COME PROTEGGERCI

Su una linea AT generalmente vi è un cavo chiamato "fune di guardia". Tale cavo è visibile facilmente in quanto è quello installato nella parte più alta del traliccio ed è anche di sezione minore. È collegato elettricamente al traliccio stesso che a sua volta è dotato di un dispersore di terra. Infatti secondo il calcolo delle probabilità, il fulmine non dovrebbe colpire (e quindi scaricarsi) sulle linee di fase (che hanno un potenziale elettrico più alto rispetto alla terra) ma appunto sulla "fune di guardia" che è a potenziale zero. A sua volta il traliccio stesso e relativo dispersore permettono al fulmine di scaricarsi a terra. Anche in questo caso però si ha comunque una propagazione di onde di sovratensione sulle linee delle fasi. Altro sistema per proteggersi dai fulmini è l'arcinoto "parafulmine", il cui principio è più o meno lo stesso della fune di guardia. Altro sistema fisico per proteggerci dai fulmini è quello regolato dalle normative che riguardano la costruzione di palazzi. Tutte le palazzine di recente costruzione, hanno la struttura di metallo costituente l'armatura delle fondamenta collegate a terra. Non solo, potreste anche accorgervi che vi sono alcuni "fasci" di lamiera o veri e propri cavi di acciaio che attraversano il palazzo dall'ultimo piano fin giù. Ebbene questa soluzione (LPS, Light Protection System) e quella precedente hanno lo scopo di creare una sorta di gabbia di Faraday nei confronti del fulmine salvaguardando chi vive all'interno. C'è da star quindi abbastanza tranquilli. È quasi impossibile che un fulmine entri in maniera diretta dentro casa nostra. Ma torniamo alle nostre sovratensioni di rete. Vi è un dispositivo utilizzato da sempre per combattere le sovratensioni: lo scaricatore.
Esiste ormai da anni. Attualmente si incomincia anche ad applicarlo su installazioni BT, ma in passato riguardava esclusivamente installazioni AT. Anche perché bisogna ammetterlo, una cinquantina di anni fa non era presente tutta l'elettronica di adesso nelle case. Di scaricatori ce ne sono di tipi diversi. Nella figura 6 sono indicati i principa-

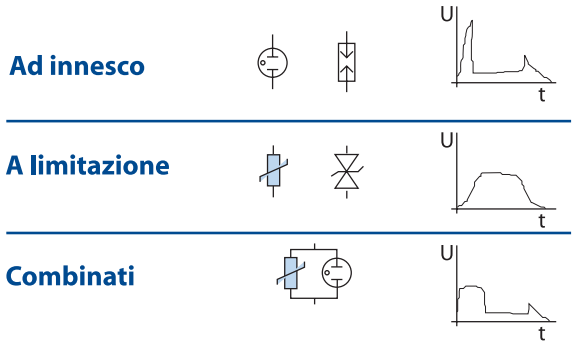
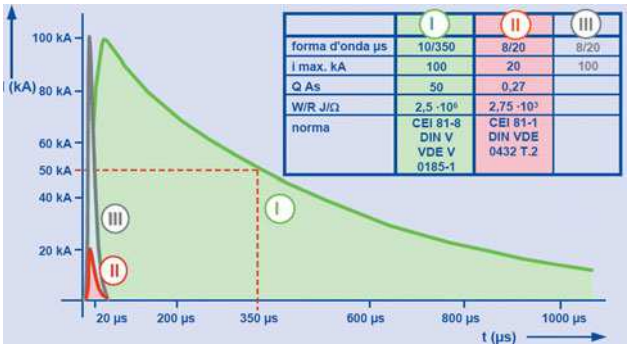


Figura 6 *Scaricatori di sovratensione principali con simbolo e grafico indicante funzione di scarica*

li tipi, la loro simbologia, e il grafico tensione / tempo in presenza di una scarica. Partiamo dal tipo più "semplice": lo spinterometro.
Un semplice dispositivo che si rifà agli esperimenti di Tesla.
Consta il due conduttori (solitamente di forma sferica o puntiforme) posti ad una distanza x l'uno dall'altro. Ed è proprio questa distanza, legata al materiale tra i due conduttori (dielettrico) nonché la stessa forma o superficie dei due a determinare le caratteristiche dello spinterometro. In pratica in condizioni normali non accade assolutamente nulla, lo spinterometro non ha corrente di fuga (particolare importante). In caso sulla linea vi fosse una sovratensione estremamente elevata tale da superare un certo valore, tra i due conduttori avverrà una scarica che permetterà alla corrente di scaricarsi a terra. Se correttamente dimensionato consente un'ottima protezione dalle sovratensioni soprattutto da quelle esterne e dirette (fulmine).
Attualmente ancora impiegato su linee elettriche in presenza di rischio di fulminazione diretta. Come dielettrico si usa l'aria stessa, fattore molto variabile (umidità densità, temperatura) ma dalle variazioni stesse trascurabili considerando i livelli di tensione e sovratensione in gioco. Tali dispositivi hanno il vantaggio di intervenire solo nel momento dell'effettivo bisogno. La loro durata è piuttosto lunga. Hanno però l'inconveniente di "funzionare" con tensioni relativamente alte. Non staremo qui ad occuparci dei criteri di scelta e dimensionamento di tali componenti in quanto la trattazione sarebbe troppo ampia. Importante è capirne i concetti, nonché differenze, pregi e difetti. Stesso concetto (spinterometro) viene impiegato sulle linee BT. Vì è però una sostanziale differenza. Come dielettrico non viene più utilizzata l'aria ma un gas, proprio perché i valori di tensione in gioco sono ridotti. Solitamente secondo la purezza del gas (solitamente argon e neon) si ha una ionizzazione dello stesso a valore di tensioni differenti. Una volta ionizzato il gas si comporta da conduttore consentendo il passaggio della corrente impulsiva da un elettrodo all'altro. I primi scaricatori a gas sopportavano massimo una scarica. Oggi invece vi sono dispositivi in grado di effettuare interventi ripetuti nel tempo. Come gli spinterometri, essi hanno correnti di scarica ben elevate, ma correnti di fuga nulle, con tensioni di innesco relativamente alte. Sono utilizzati negli impianti BT solitamente assieme ad altri componenti: i varistori. Questi ultimi sono essenzialmente dei resistori in cui il valore della resistenza è inversamente proporzionale a quello della tensione. Ovviamente la loro curva caratteristica non è propriamente "ideale" ma praticamente la resistenza è parecchio elevata fino al raggiungimento di una tensione di soglia, oltre la quale la resistenza del componente cala bruscamente raggiungendo valori prossimi allo zero e consentendo in parte un assorbimento dell'energia, oltre che consentire un circolo di corrente. Vengono di fatto utilizzati in molte apparecchiature elettroniche a protezione delle sovratensioni che potrebbero giungere dall'esterno. Ovviamente sono dimensionati per proteggere l'apparecchio in questione e non l'intero impianto elettrico. Grazie ai progressi chimici odierni, si riesce a dare ai varistori quella curva caratteristica che ci è più utile a differenza del passato dove le caratteristiche erano meno "lineari". Ciò è stato possibile grazie ad un opportuno drogaggio dell'ossido di zinco. Ma torniamo alle nostre sovratensioni di rete. I varistori di oggi hanno molti vantaggi. Innanzitutto un tempo di risposta estremamente breve, il che li rende capaci di "intercettare" anche sovratensioni estremamente veloci, addirittura molto prossimi alla velocità del fulmine stesso. Quello delle tempistiche delle protezioni dalle sovratensioni è un argomento molto delicato. Come capirci qualcosa? Ricorrendo appunto a delle norme standardizzate che ci consentono di raffrontare i diversi dispositivi di protezione e capirne le caratteristiche. Le norme che ci permettono di capire le caratteristiche di un MOV (Metal Oxide Varistor) sono contenute nelle IEC 99 (in special modo le /4) e le corrispettive americane le IEEE C62. Tali norme non fanno altro che definire le prove a cui sottoporre i varistori per testare la loro validità. Senza addentrarci troppo analizziamo le varie prove.
Abbiamo diverse classi entro le quali suddividere i dispositivi in base alla corrente nominale di scarica (1, 5 KA, 2,5 KA, 5 KA, 10KA e 20 KA). Detti impulsi di corrente vengono applicati in maniera che la cresta massima sia raggiunta in 8 µs per poi scendere a metà del valore di cresta in 20 µs.

Questo per simulare la sovratensione indotta dai fulmini. (Sovratensione "indotta" dal fulmine non quella "diretta" del fulmine stesso!)
Per dispositivi con corrente nominale di scarica tra 10 e 20 KA impiegati su linee AT e MT abbiamo 5 classi a seconda del livello di energia massimo assorbibile (l'energia assorbita si misura in Joules). Anche i tempi di prova qui si dimezzano arrivando a ben 4/10 µs.
Per simulare sovratensioni indotte da manovre di apertura e chiusura, vengono forniti impulsi variabili da 50 a 500 A e con tempi nettamente più lunghi che vanno da 500 a 2000 µs.
La prova risulta superata se dopo un certo numero di scariche lo scaricatore risulta integro e il valore della tensione di fuga non supera il 5% di quello ammissibile. Questo giusto per chiarirci un po' le idee su come questi componenti vengono testati. Ci sono da fare però diverse precisazioni. In primo luogo il valore di corrente di scarica, (esempio 10 KA) indica che lo scaricatore è in grado di sopportare senza danneggiarsi le prove precedentemente descritte.
Nella figura 7 vi è un grafico riassuntivo.



	I	II	III
forma d'onda µs	10/350	8/20	8/20
i max. kA	100	20	100
Q As	50	0,27	
W/R J/Ω	$2,5 \cdot 10^6$	$2,75 \cdot 10^3$	
norma	CEI 81-8 DIN V VDE V 0185-1	CEI 81-1 DIN VDE 0432 T.2	

Figura 7 Grafico riassuntivo dei test di scarica dettati dalle norme CEI

Figura 8 Cielo di Roma durante un temporale nel 2003

CAD Professionale per Cattura Schemi e Progettazione Circuiti Stampati
CadSoft EAGLE
PCB Layout-Schematic-Autorouter
Low-Cost per Windows, Linux e MacOS
Distribuito da: PRECMA S.r.l. - Electronic Engineering
http://www.precma.it/ 039/5300590
Veloce, Stabile, Intuitivo, Potente, Espandibile
Manuali e supporto gratuito in italiano
Codice MIP 251099

Ciò significa che il dispositivo potrebbe anche scaricare impulsi di corrente 8/20 microsecondi ad esempio da 20KA o 30 KA o 40 KA; certamente però non con la stessa sequenza e numero massimo di scariche consecutive ammissibili fino al raggiungimento del livello termico, oltre il quale la resistenza ad ossidi di zinco del (MOV) si deteriora. Questo dimostra come la scelta di un componente per la protezione delle sovratensioni non sia facile. Ciò non toglie che le normative odierne se rispettate, ci possono far dormire sonni tranquilli. Inoltre la tecnologia oggi è arrivata ad un punto in cui le sovratensioni si riescono ad individuare e deviarle o assorbirle con prontezza. Ciò fino a qualche anno fa non era possibile. Il compito più arduo forse oggi, è quello di cercare la protezione migliore in base al "proprio" fattore di rischio. È inutile prendere uno scaricatore di classe elevata impiegato in zone ad alto rischio di fulminazione diretta se la zona è a basso rischio e sono state messe in atto tutte quelle protezioni per le sovratensioni. Viceversa è meglio optare per diversi dispositivi più "piccoli", dimensionati per eliminare sovratensioni interne indotte. Altresì tali dispositivi risultano inadeguati in zone dove c'è un alto tasso di rischio di caduta fulmini e dove non sono state rispettate le normative in merito alla protezione dalle sovratensioni.
Spinterometri, scaricatori a gas e varistori collaborano assieme per salvaguardare la nostra rete elettrica dalle sovratensioni.

In un prossimo articolo vedremo come realizzare dei validi scaricatori di sovratensione analizzando anche ciò che il mercato ci offre.

Codice MIP 251092

Tredicesima parte
n° 250 - Aprile 2006
L'operazionale comparatore (parte I)
Quattordicesima parte
n° 251 - Maggio 2006
L'operazionale comparatore (parte II)
Quindicesima parte
n° 252 - Giugno 2006
L'operazionale negli oscillatori (parte I)

L'amplificatore operazionale dalla A alla Z

Con questa seconda parte si conclude l'esposizione dei circuiti con amplificatore operazionale in funzione di comparatore.

14.1 LE EQUAZIONI DEL TRIGGER DI SCHMITT

Di alcune equazioni si è già data la spiegazione analitica nel precedente articolo. Qui si illustreranno i metodi – che sono molteplici – per pervenire molto semplicemente a tutte le espressioni utili del trigger di Schmitt sia con $V_{ref} = 0$ sia con $V_{ref} \neq 0$ e, per quest'ultima, sia nel caso sia positiva rispetto a massa, sia nel caso sia negativa.

14.1.1 Trigger invertente con $V_{ref} = 0$

È il caso del trigger della figura 14.1. Nell'ipotesi sufficientemente realistica che l'operazionale non assorba corrente, si può ritenere che la corrente I che circola nella resistenza R_2 sia eguale alla corrente che circola nella resistenza R_1. Si può quindi scrivere:

$$I = V_o / (R_1 + R_2) \qquad [14.1]$$

Essendo anche:

$$V_o - V_K = R_2 \cdot I$$

sostituendo in questa la [14.1] si ottiene:

$$V_o - V_K = (V_o \cdot R_2) / (R_1 + R_2) \qquad [14.2]$$

Si supponga ora che al tempo $t = 0$ sia $V_i = 0$ e quindi l'uscita V_o sia a $+V_{sat}$ (vedi diagramma di figura 13.8 nel precedente articolo). Non appena V_i nel suo fronte di salita passa per il valore V_K, ossia appena V_i raggiunge il valore di soglia superiore V_H del trigger, diviene prevalente la tensione sull'ingresso invertente e quindi si ha la commutazione dell'uscita da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. Quindi nell'istante in cui V_i passa per V_H, le condizioni sono: $V_K = V_i = V_H$ e $V_o = +V_{sat}$. Sostituendo nella [14.2] si ha allora:

$$+V_{sat} - V_H = (+V_{sat} \cdot R_2) / (R_1 + R_2)$$

Risolvendo per V_H si ricava infine:

$$V_H = (+V_{sat} \cdot R_1) / (R_1 + R_2)$$

Nel suo fronte di discesa, non appena la tensione di ingresso V_i passa per un valore eguale o appena inferiore alla tensione di riferimento V_K, ossia appena V_i passa per il valore della tensione di soglia inferiore V_L, torna a essere prevalente la tensione sull'ingresso non invertente e quindi l'uscita commuta da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$.

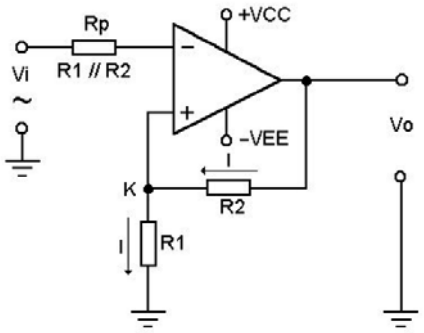


Figura 14.1 *Trigger di Schmitt. La tensione di riferimento V_{ref} sull'input (+) dipende dal valore attribuito alle resistenze R_1 e R_2*

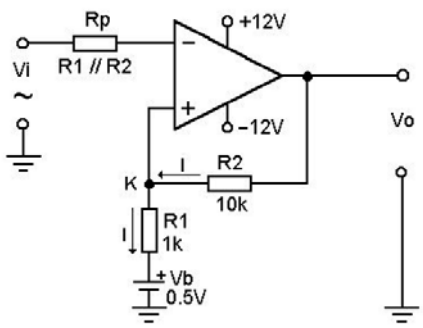


Figura 14.2 *Trigger di Schmitt nel quale la tensione di riferimento è determinata dalla tensione V_b.*

L'operazionale comparatore (parte II)

di Nico Grilloni

Le condizioni nell'istante in cui V_i passa per V_L sono pertanto: $V_K = V_i = V_L$ e $V_o = -V_{sat}$. Sostituendo nella [14.2] si ha allora:

$$-V_{sat} - V_L = (-V_{sat} \cdot R_2) / (R_1 + R_2)$$

Risolvendo per V_L si ricava infine:

$$V_L = (-V_{sat} \cdot R_1) / (R_1 + R_2)$$

14.1.2 Trigger invertente con $V_{ref} \neq 0$

È il caso del trigger della figura 14.2 in cui la tensione di riferimento V_{ref} è applicata all'ingresso non invertente tramite la batteria V_b. Come per il circuito precedente si può ritenere che l'op-amp non assorba corrente. La corrente I che circola nella resistenza R_2 è quindi eguale alla corrente che circola nella R_1.

Col verso attribuito alla corrente I, la tensione al punto K ha espressione:

$$V_K = V_{ref} + (R_1 \cdot I)$$

ossia:

$$I = (V_K - V_{ref}) / R_1 \qquad [14.3]$$

Poiché è anche:

$$V_o - V_{ref} = (R_1 + R_2)\, I$$

sostituendo in questa la [14.3] si ottiene l'espressione:

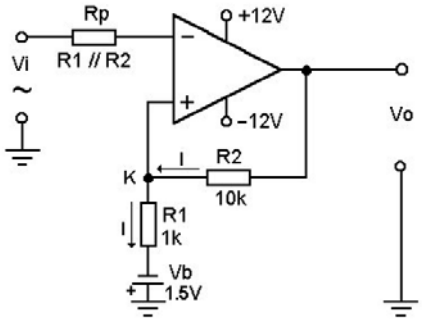


Figura 14.3 Trigger di Schmitt invertente con tensione di riferimento negativa

$$V_o - V_{ref} = [(R_1 + R_2)\,(V_K - V_{ref})] / R_1$$

ossia:

$$V_o\, R_1 = V_K\,(R_1 + R_2) - V_{ref}\, R_2 \qquad [14.4]$$

Si supponga che nell'istante $t = 0$ sia $V_i = 0$. La tensione di uscita V_o sarà quindi a $+V_{sat}$ essendo prevalente la tensione sull'input non invertente. Da questo istante in poi V_i cresce (vedi diagramma di figura 13.11). Non appena il valore della tensione di ingresso passa e supera il valore $V_K = V_H$, la tensione di uscita si porta repentinamente da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. In ogni caso nell'istante in cui V_i passa per V_H le condizioni sono: $V_K = V_H$ e $V_o = +V_{sat}$. Sostituendo queste nella [14.4] si ha:

$$+V_{sat}\, R_1 = V_H\,(R_1 + R_2) - V_{ref}\, R_2$$

Risolvendo per V_H si ricava l'espressione utile:

$$V_H = [(+V_{sat}\, R_1) + (V_{ref}\, R_2)] / (R_1 + R_2)$$

coincidente con l'espressione [13.6] già ricavata nel precedente articolo per altra via, ossia considerando l'incremento apportato dalla reazione positiva alla tensione di riferimento.
Non appena la tensione V_i nel suo fronte di discesa passa per il valore $V_K = V_L$ l'uscita esegue la commutazione inversa tornando quindi a $+V_{sat}$. Nell'istante in cui Vi passa per $V_K = V_L$ le condizioni sono: $V_K = V_L$ e $V_o = -V_{sat}$. Sostituendo queste condizioni nella [14.4] e risolvendo quindi per V_L si ricava l'espressione utile seguente coincidente con la [13.8]:

$$V_L = [(-V_{sat}\, R_1) + (V_{ref} \cdot R_2)] / (R_1 + R_2)$$

Se la tensione V_{ref} è invece negativa rispetto a massa come illustrato nella figura 14.3, è sufficiente considerare che la tensione del punto K rispetto a massa sarà positiva o negativa a secondo che la c. d. t. sulla $R1$ sia maggiore o minore della tensione Vb della batteria che fornisce la tensione di riferimento. E ciò dal momento che la condizione del punto K rispet-

to all'input invertente determina lo stato della tensione V_o di uscita. Essendo, sempre con riferimento alla figura 14.3:

$$V_o + V_{ref} = (R_1 + R_2)\ I$$

ma anche:

$$V_K = -V_{ref} + R_1\ I$$

ricavando I da questa e sostituendo nella precedente si ha:

$$V_o + V_{ref} = [(R_1 + R_2) \cdot (V_K + V_{ref})]\ /R_1 \qquad [14.5]$$

Nell'ipotesi che la tensione V_K all'istante $t = 0$ in cui la tensione V_i di ingresso è sullo zero, sia negativa, la tensione di uscita V_o sarà a $-V_{sat}$ e a questo valore resterà fino a quando la V_i non avrà esaurito il semiperiodo positivo per iniziare la sua fase discendente.
Quando la tensione di ingresso V_i eguaglia e va appena al disotto del valore della tensione V_K presente al punto K, diviene prevalente (in valore assoluto dal momento che si è nel semipiano negativo) la tensione sull'input invertente dell'op-amp la cui uscita commuta quindi da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$. Nell'istante in cui le tensioni sui due ingressi sono eguali le condizioni sono quindi: $V_K = V_L$ e $V_o = -V_{sat}$.
Ponendo queste condizioni nella [14.5] e risolvendo per V_L, per la tensione di soglia inferiore si ricava l'espressione:

$$V_L = [(-V_{sat} \cdot R_1) - (V_{ref} \cdot R_2)]\ /\ (R_1 + R_2) \qquad [14.6]$$

Quando, infine, la tensione di ingresso V_i nel suo fronte ascendente torna a eguagliare la tensione V_K, si ha la commutazione della V_o di uscita da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. Nell'istante in cui V_i eguaglia V_K le condizioni sono quindi: $V_K = V_H$ e $V_o = +V_{sat}$.
Ponendo queste condizioni nella [14.5] e risolvendo per V_H, per la tensione di soglia superiore si ricava l'espressione:

$$V_H = [(+V_{sat} \cdot R_1) - (V_{ref} \cdot R_2)]/(R_1 + R_2) \qquad [14.7]$$

Esempio 14.1

Determinare le tensioni di soglia del trigger di Schmitt di cui alla figura 14.3.

Soluzione

Poiché il circuito è alimentato a ±12 V, si ha $|V_{sat}|$ = 10,48 V. Applicando le espressioni [14.6] e [14.7], per V_L e V_H si ricava:

$$V_L=[(-10{,}48 \times 1000)-(1{,}5 \times 10000)]\ /11000 = -2{,}3\ \text{V}$$

$$V_H=[(10{,}48 \times 1000) - (1{,}5 \times 10000)]\ /11000 = -410\ \text{mV}$$

La figura 14.4 espone le forme d'onda di ingresso e di uscita nel trigger di Schmitt di cui alla figura 14.3. Nella stessa figura è posto poi in evidenza l'andamento della tensione V_K al punto K. A proposito di questa, si nota come la commutazione dell'uscita V_o fra i due valori $+V_{sat}$ e $-V_{sat}$ della tensione di saturazione, avvenga ad ogni passaggio della V_i per il valore V_K che assume la tensione sull'ingresso non invertente. I due livelli della tensione V_K sono quindi i valori delle tensioni di soglia V_H e V_L che, osservando le ordinate Yc e Yd, coincidono con i valori su calcolati. Si legge infatti, $Yc = V_H = -413{,}1$ mV e $Yd = V_L = -2{,}33$ V.

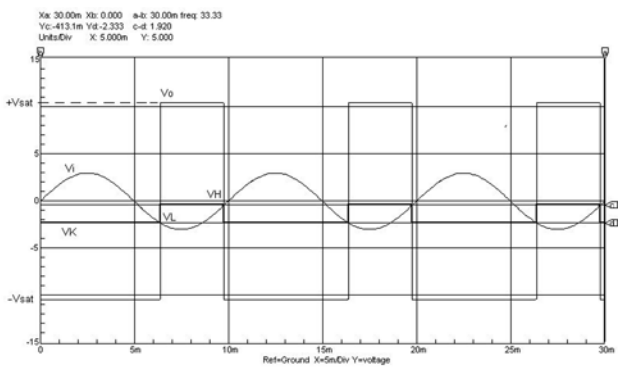


Figura 14.4 I diagrammi evidenziano l'andamento delle tensioni di ingresso, di uscita, di soglia superiore e inferiore e l'andamento della tensione al punto K del trigger di cui alla figura 14.3

14.1.3 Trigger non invertente con $V_{ref} = 0$

È il caso del trigger della figura 14.5.

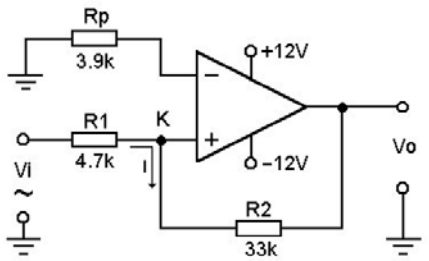


Figura 14.5 Trigger di Schmitt non invertente

Considerando la corrente I che circola nella resistenza R_1 eguale alla corrente che circola nella resistenza R_2, si ha:

$$(V_i - V_o) / (R_1 + R_2) = I$$

Ma è anche:

$$I = (V_i - V_K) / R_1$$

Sostituendo quest'ultima nella precedente si ricava:

$$(V_i - V_o) / (R_1 + R_2) = (V_i - V_K) / R_1 \qquad [14.8]$$

Osservando le curve riportate la volta scorsa nella figura 13.16 si vede che all'istante to la tensione V_K al punto K è minore della tensione di riferimento $V_{ref} = 0$ applicata all'input invertente dell'op-amp. La tensione V_K è quindi negativa e pertanto l'uscita si trova a $-V_{sat}$.
Questa condizione permane fino a quando la tensione V_i di ingresso, all'istante t_1, non porta la tensione V_K del punto K a un valore appena maggiore di zero.
A questo punto l'uscita commuta da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$. Il valore della tensione V_i a cui la commutazione si verifica è quindi coincidente con la tensione di soglia superiore V_H. Le condizioni all'attimo della commutazione sono quindi: $V_i = =V_H$, $V_K = 0$, $V_o = -V_{sat}$.
Sostituendo nella [14.8] si ricava:

$$[V_H - (-V_{sat})] / (R_1 + R_2) = V_H / R_1$$

E risolvendo per V_H si ha l'espressione:

$$V_H = (+V_{sat}\ R_1) / R_2$$

che altro non è che la [13.10].
Successivamente, la tensione V_i, nel suo fronte di discesa, riporta, nell'istante t_2, la tensione V_K a zero e quindi a valori negativi negli istanti immediatamente successivi. Il valore della ten-

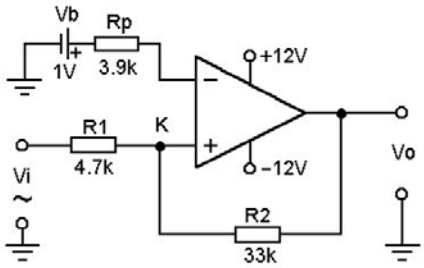


Figura 14.6 *Trigger di Schmitt non invertente con tensione di riferimento Vref ≠ 0*

Citta' di Lucca
Patrocinio Amministrazione Comunale
10 - 11 giugno 2006
Electr@
1^Fiera dell'elettronica
informatica - telefonia
radioamotariale
radio d'epoca - hobbistica
computer - programmi - accessori - giochi elettronici
articoli elettrici per la casa - materiali di consumo
telefonia ed accessori - antenne
radio d'epoca e moderne - componentistica -
articoli per hobby - amplificazioni - ricetrasmittenti -
apparati di trasmissione -editoria
Punto Fiera
orario 09,00 - 18,30
Org. Gedit - Via della Scuola 128- P. S.Giovanni (Pg)
tel. 075 5991028 - E-mail gedit2004@libero.it
Codice MIP 251103

sione V_i al quale ciò avviene coincide col valore della tensione di soglia inferiore del trigger, valore al quale l'uscita commuta da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. Le condizioni all'istante t_2 sono quindi: $V_K = 0$, Vi $= V_L$ e $V_o = +V_{sat}$.
Sostituendo nella [14.8] si ricava:

$$[V_L - (+V_{sat})] / (R_1 + R_2) = V_L / R_1$$

da cui, risolvendo per V_L, si ha:

$$V_L = (-V_{sat} \cdot R_1) / R_2$$

che altro non è che la [13.11] già ricavata nel precedente articolo.

14.2 Trigger non invertente con $V_{ref} \neq 0$

È il caso del trigger di cui alla figura 14.6 nel quale le tensione di riferimento V_{ref}, applicata all'ingresso invertente dell'op-amp, è positiva rispetto a massa.
Per ricavare le espressioni delle tensioni V_H e V_L si può procedere come nel precedente paragrafo. Riprendendo quindi la [14.8] qui di nuovo riportata per comodità:

$$(V_i - V_o) / (R_1 + R_2) = (V_i - V_K) / R_1$$

è sufficiente constatare, con riferimento alla figura 13.18 (vedi articolo precedente), che dall'istante *to* all'istante t_1 la tensione V_o di uscita è a $-V_{sat}$ essendo, nell'intervallo $t_o \div t_1$, $V_K < V_{ref}$. Nell'istante t_1 l'ampiezza della tensione di ingresso V_i è tale da portare la tensione V_K al valore della V_{ref} e quindi l'uscita commuta da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$. Le condizioni all'istante t_1 sono quindi: $V_o = -V_{sat}$, $V_i = V_H$ e $V_K = V_{ref}$. Sostituendo nella [14.8] si ricava pertanto l'espressione:

$$[V_H - (-V_{sat})] / (R_1 + R_2) = (V_H - V_{ref}) / R_1$$

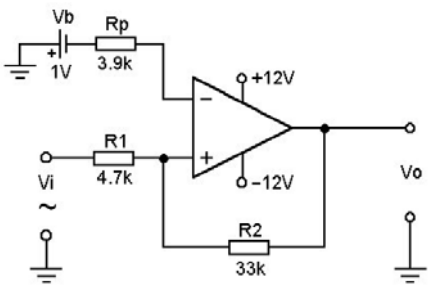


Figura 14.7 *Trigger di Schmitt non invertente con tensione di riferimento negativa.*

Risolvendo per V_H si ottiene:

$$V_H = \frac{(+V_{sat} \cdot R_1) + V_{ref} \cdot (R_1 + R_2)}{R_2}$$

che altro non è che la [13.12].

Quando la tensione V_i nel suo fronte discendente riporta la tensione V_K al punto *K* a coincidere con la tensione V_{ref} di riferimento – istante t_2 nel diagramma della figura 13.18 – l'ingresso non invertente si porta a un livello di tensione che, coincidente con la tensione di soglia inferiore del trigger, eguaglia la stessa V_{ref} (e negli istanti immediatamente seguenti diventa minore della V_{ref}).
L'uscita commuta pertanto da $+V_{sat}$ a $-V_{sat}$. Nell'istante in cui le tensioni V_K e V_{ref} si eguagliano le condizioni sono quindi: $V_o = +V_{sat}$, $V_i = V_L$, $V_K = V_{ref}$. Sostituendo nella [14.8] e risolvendo per V_L si ricava l'espressione:

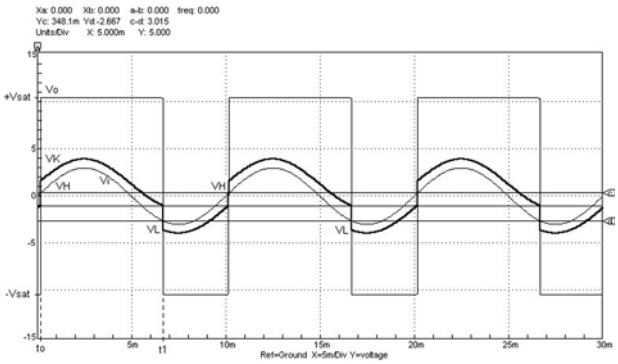


Figura 14.8 *Oltre all'andamento delle tensioni V_i, V_o e V_K, sono qui evidenziate le due tensioni di soglia V_H e V_L del trigger di Schmitt di cui alla figura 14.7*

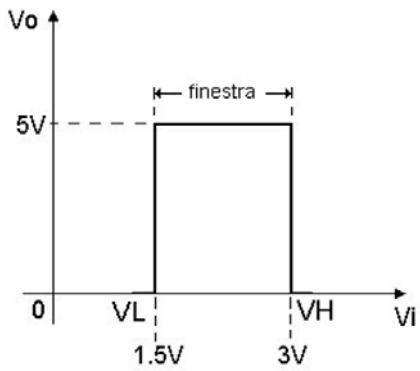


Figura 14.9 *Caratteristica di trasferimento di un comparatore a finestra (window comparator)*

$$V_L = \frac{V_{ref} \cdot (R_1 + R_2) - (+V_{sat} \cdot R_1)}{R_2}$$

che altro non è che la [13.13].

Se, come nel caso illustrato nella figura 14.7, la tensione di riferimento è negativa rispetto a massa, rimane sempre valida l'espressione [14.8] nella quale si sostituiranno le condizioni presenti all'istante della commutazione. Considerando, per esempio, l'istante t_o nelle curve della figura 14.8, in cui si ha la commutazione dell'uscita da $-V_{sat}$ a $+V_{sat}$, le condizioni sono: $V_i = V_H$, $V_K = V_{ref}$ (entrambe negative), e $V_o = -V_{sat}$. Sostituendo nella [14.8] si ha:

$$[V_H - (-V_{sat})] / (R_1 + R_2) = (V_H + V_{ref}) / R_1$$

Risolvendo per V_H si ottiene l'espressione utile:

$$V_H = \frac{(+V_{sat} \cdot R_1) - V_{ref} \cdot (R_1 + R_2)}{R_2} \qquad [14.9]$$

Procedendo analogamente, per la tensione di soglia inferiore si ricava:

$$V_L = \frac{-V_{ref} \cdot (R_1 + R_2) - (V_{sat} \cdot R_1)}{R_2} \qquad [14.10]$$

Le curve esposte nella figura 14.8 si riferiscono, appunto, al trigger di cui alla figura 14.7. Con i valori in questa riportati e per $|V_{sat}| = 10{,}48$ V, tramite la [14.9] e la [14.10], si ricavano le tensioni di soglia:

$$V_H = \frac{(10{,}48 \times 4700) - 37700}{33000} = 350 \text{ mV}$$

$$V_L = \frac{-37700 - (10{,}48 \times 4700)}{33000} = -2{,}63 \text{ V}$$

Le ordinate *Yc* e *Yd*, individuate dalla posizione dei marker orizzontali *c* e *d*, indicano rispettivamente le tensioni di soglia V_H e V_L. Si legge infatti $Yc = 348{,}1$ mV e $Yd = -2{,}667$ V.

14.3 Il comparatore a finestra

Il comparatore a finestra è quel circuito che consente di individuare un segnale la cui ampiezza è compresa fra due valori di tensione prefissati che indicano, per l'appunto, l'ampiezza della finestra.

Considerando, per esempio, la caratteristica di trasferimento di questo circuito – figura 14.9 – si vede che in uscita si può trovare solo il segnale la cui ampiezza è compresa fra 1,5 V e 3 V, essendo 1, 5 V e 3 V, rispettivamente il limite inferiore V_L e il limite superiore V_H della finestra.

Un circuito che svolge questa funzione è riportato nella figura 14.10.
La tensione V_o di uscita si troverà a livello alto, pressoché coincidente con la tensione di alimentazione del BJT Q_1, solo quando il segnale V_i di ingresso avrà un valore compreso fra 1,5 V e 3 V.
Se il segnale di ingresso è inferiore a 1,5 V, l'operazionale A_2, attraverso il diodo D_2, porterà in conduzione Q_1 e quindi il collettore di questo si porterà a una tensione prossima a zero. Se il segnale V_i di ingresso è maggiore di 3 V, sarà l'operazionale A_1, tramite il diodo D_1, a portare in conduzione Q_1. Se, invece, il segnale di ingresso ha un'ampiezza "interna alla finestra", le uscite di A_1 e A_2 sono a livello basso e quindi il BJT sarà interdetto e l'uscita V_o sarà quindi a livello alto (5 V).
Lo stato alto della tensione di uscita si ha, quindi, soltanto quando V_i ha ampiezza compresa fra i due limiti V_H e V_L.
Questi limiti sono imposti dal partitore costituito dalle resistenze R_1, R_2 e R_3, e pertanto, agendo sui valori di queste resistenze, ed, eventualmente, anche sulla tensione di alimentazione dello stesso partitore (qui di 6 V), si potranno variare, a secondo delle esigenze, i due limiti estremi e, di conseguenza, l'ampiezza della finestra.
In simulazione si è inviato in ingresso un segnale V_i a onda quadra di ampiezza pari a 2 V, ossia di ampiezza compresa fra i valori V_H e V_L. Così operando si è ottenuto il diagramma della figura 14.11 nel quale si vede come il segnale V_o di uscita riproduca il segnale V_i di ingresso, ma con un'ampiezza di 5 V, ossia con ampiezza pari alla tensione di alimentazione del BJT Q_1.
Il comparatore a finestra di cui alla figura 14.10 può essere reso più versatile anteponendovi il circuito costituito dagli op-amp A_3 e A_4 come mostra la figura 14.12. Questi due operazionali consentono di modificare sia l'ampiezza sia i

valori estremi della finestra semplicemente agendo sui valori delle tensioni continue V_a e V_b applicate rispettivamente agli ingressi invertente e non invertente dell'op-amp A_3. Mentre il valore della V_b, che può essere sia positiva sia negativa, impone la tensione nel punto centrale della finestra, il valore della V_a, sempre positivo, sommato e sottratto alla V_b determina i valori V_L e V_H della finestra. Poiché l'op-amp A_3 si comporta da sottrattore, al punto *M* sarà presente la tensione ($V_b - V_a$) che stabilisce il limite inferiore V_L della finestra, mentre al punto *N*, ossia sull'uscita dell'op-amp A_4, sarà presente la tensione ($V_b + V_a$) che ne stabilisce il limite superiore V_H. Queste due tensioni ($V_b - V_a$) e ($V_b + V_a$), vengono quindi applicate al comparatore di cui alla figura 14.10 (nel quale sono state ovviamente eliminate le resistenze R_1, R_2, R_3). In simulazione si è posto $V_a = 1$ V e $V_b = 2$ V e pertanto all'ingresso invertente dell'op-amp A_1 ci sarà la tensione $V_H = (V_b + V_a) = 3$ V, mentre all'ingresso non invertente dell'op-amp A_2 ci sarà la tensione $V_L = (V_b - V_a) = 1$ V. La finestra avrà quindi $V_L = 1$ V e $V_H = 3$ V e una tensione nel punto centrale pari a $V_b = 2$ V.

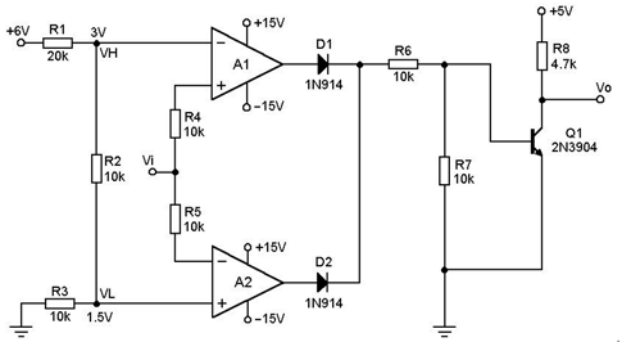


Figura 14.10 *Comparatore a finistra*

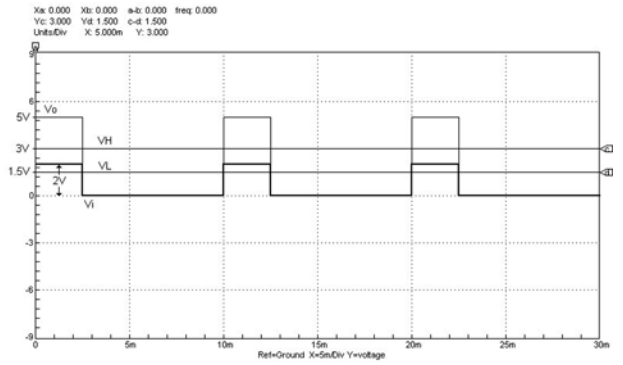


Figura 14.11 *Nel comparatore a finestra di cui alla figura 14.10 il segnale di uscita V_o riproduce, e amplifica, il segnale di ingresso V_i la cui ampiezza è compresa fra i valori V_H e V_L*

Ciò è evidente nei diagrammi di cui alla figura 14.13 dove i marker orizzontali *c* e *d* indicano i valori delle tensioni V_H e V_L, mentre al segnale V_i di ingresso si è attribuita un'ampiezza di 1,5 V, ossia un'ampiezza compresa fra i due valori limite. Si constata come per i valori attribuiti alla Va, alla V_b e alla V_i, in uscita, sul collettore del BJT Q_1, sia presente il segnale V_o di ampiezza comunque pari alla tensione di alimentazione del medesimo BJT.
Se la tensione V_i di ingresso è maggiore di 3 V o minore di 1 V, se cioè il valore della V_i è superiormente o inferiormente esterno alla finestra, il transistor Q_1 permane in saturazione e quindi la sua tensione di collettore, ossia la tensione di uscita V_o, rimane praticamente a zero.
Oltre ai comparatori a finestra qui illustrati esistono altre configurazioni che, poco più complesse, consentono per esempio, di disporre di più circuiti per il rilevamento della tensione incognita in ingresso. È questo il caso dello staircase *window comparator* che presenta una più ampia capacità di risoluzione. Questo, infatti, ponendo a disposizione più finestre, consente di

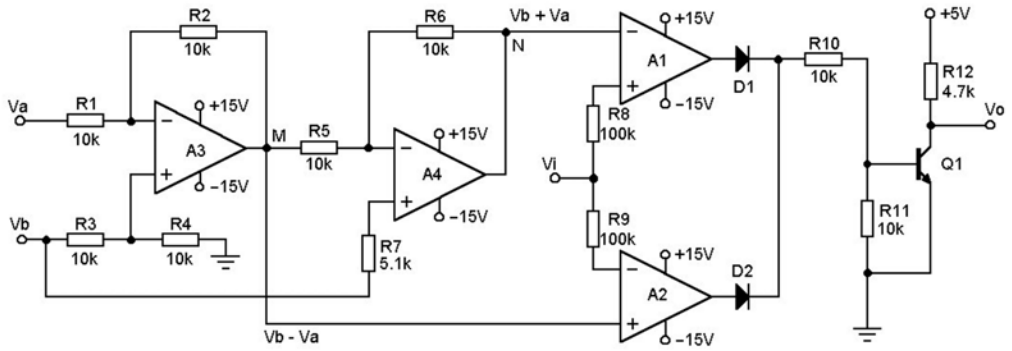


Figura 14.12 *Comparatore a finestra con possibilità di modificarecon facilità le soglie VH e VL.*

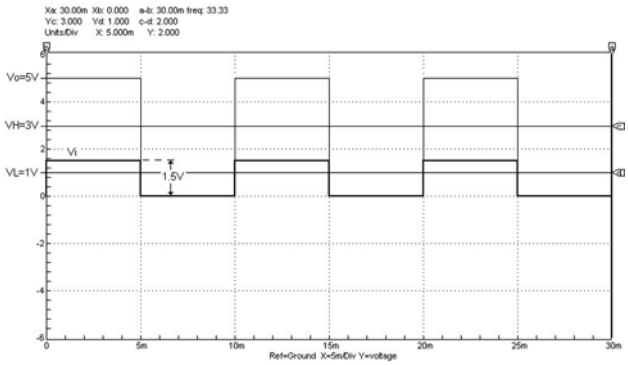


Figura 14.13 Forme d'onda in ingresso e in uscita nel comparatore a finestra di cui alla figura 14.12

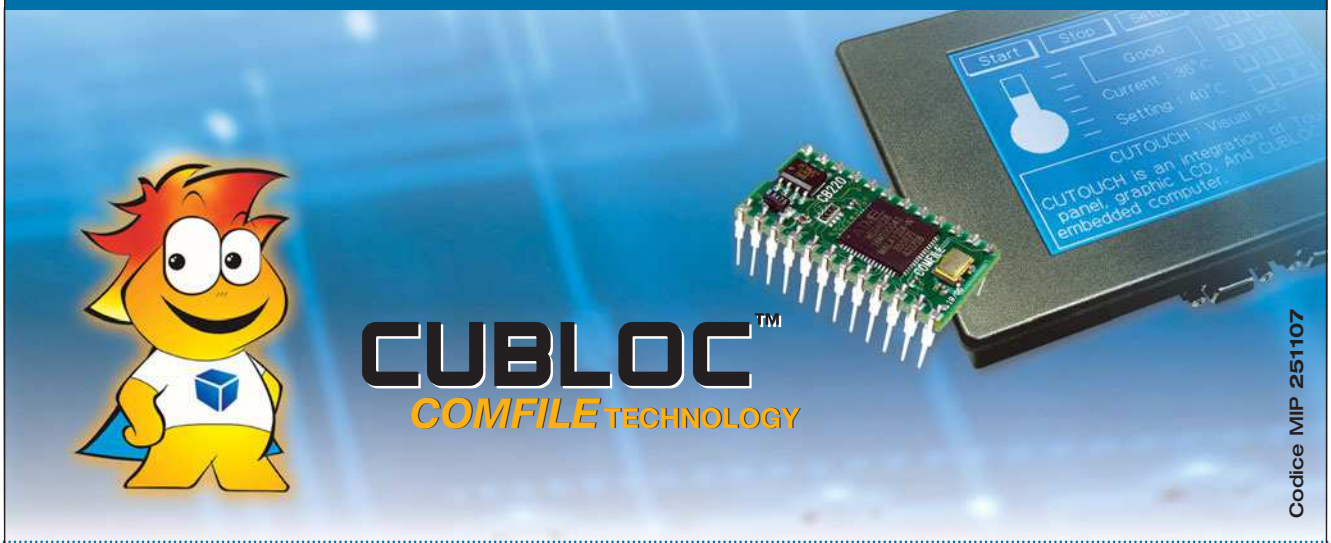
"intercettare" la tensione incognita di ingresso in tempi notevolmente inferiori.
I rivelatori a finestra hanno una vastissima utilizzazione. Una loro notevole applicazione si riscontra, per esempio, nei sistemi di allarme e, più in generale, nella circuitazione dei computer.

14.3 Osservazione

In questo articolo, così come nel precedente, si sono trattati i comparatori fondamentali realizzati con amplificatore operazionale. Quando però siano necessarie particolari caratteristiche inerenti, per esempio, la velocità di risposta, più che agli amplificatori operazionali si farà ricorso ai circuiti integrati specificamente previsti come comparatori. Questi ultimi sono più rapidi degli op-amp e consentono l'interfaccia con le porte logiche senza dover ricorrere ad alcun accorgimento particolare. I criteri di dimensionamento e i principi di funzionamento si rifanno comunque a quanto qui esposto.
Si fa infine notare che mentre un amplificatore operazionale può essere impiegato, come si è visto, per realizzare circuiti comparatori, non è vero il viceversa. Non è assolutamente compatibile, infatti, l'impiego dei circuiti integrati comparatori per realizzare le configurazioni circuitali possibili con gli op-amp.

Codice MIP 251100

GAMMA DI CONTROLLORI PROGRAMMABILI IN BASIC E LADDER LOGIC



Grazie a CUBLOC™ potrai evitare l'uso di costosi PLC per le tue applicazioni.
CUBLOC™ è semplicissimo, immediato e soprattutto economico.
Soluzioni a partire da € 42,00
Lo trovi su www.elettroshop.com

Data Logger con

A volte è necessario studiare eventi fisici o elettrici per lunghi periodi ed a cadenza fissa: giorni o settimane con una misura, ad esempio, ogni ora. Risulta, quindi, impossibile misurare personalmente il fenomeno e bisogna escogitare un sistema che lo faccia al posto nostro. Il modo più comodo, è usare un dispositivo, il Data Logger, in grado di fare questo lavoro in modo affidabile ed in assoluta indipendenza; alla fine del ciclo sarà solo una questione di trasferimento dati verso un PC e conseguente analisi.

Questo progetto, come tanti altri, nasce per rispondere ad una specifica esigenza: controllare la temperatura di una camera di lievitazione. La camera in questione doveva garantire una temperatura di 30°C +/- 2°C per almeno 48 ore in quanto, per consentire un corretto sviluppo dei lieviti, è basilare la stabilità della temperatura durante il periodo di riproduzione.
Per sapere se tutto è andato per il verso giusto, è stato progettato un Data Logger molto semplice ma inaspettatamente potente vista la flessibilità di programmazione che lo rende adattabile a molte situazioni diverse.

I DATA LOGGER

Cosa è un "Data Logger"? La risposta è molto semplice: si tratta di un dispositivo in grado di misurare e archiviare, con cadenza costante, uno o più grandezze elettriche.
In commercio ne sono disponibili infiniti tipi: sistemi già pronti e "tagliati" per le più specifiche esigenze.
Peccato che tutti abbiano uno spiacevole comune denominatore: l'elevato costo d'acquisto. In questo caso, quindi, il bravo hobbista (magari spinto dalla rata del mutuo) mette mano al saldatore e, con un minimo di spesa salva capra e cavoli.

DS1616

Il chip DS1616, ed il suo fratello minore DS1615, sono Data Logger a chip singolo. Questo significa che contengono in un unico contenitore tutto il necessario per costruire un circuito funzionante completo. Nel caso specifico, la scelta è caduta sul DS1616 in quanto permette di monitorare contemporaneamente una temperatura e tre segnali elettrici distinti. In Figura 1 è mostrato lo schema a blocchi del dispositivo. Analizziamo le parti più importanti.

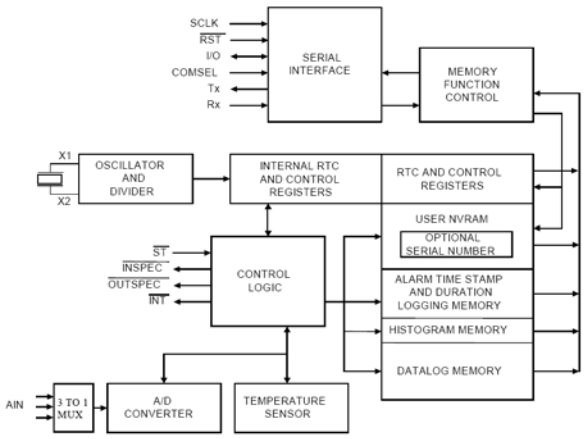


Figura 1 DS1616 – Schema a blocchi

Maxim DS1616

di Massimiliano Premoli

RTC – Real Time Clock & Calendar

Il cuore di un qualsiasi Data Logger è l'orologio. Questo circuito temporizza tutte le funzioni e gestisce la cadenza delle misure. Il DS1616 incorpora un orologio (funzionante in modalità 12 o 24ore) con risoluzione di un secondo, un datario Y2K compliant, capace di correggere la data in caso di anno bisestile.
Il circuito è in grado di generare allarmi (=interrupt) secondo una particolare tabella che analizzeremo in dettaglio quando ci occuperemo della programmazione. Infine, l'orologio può essere sfruttato per posticipare l'avvio di un'acquisizione: basta impostare la data e l'orario desiderato in un particolare registro e avviare il processo, il dispositivo andrà in low power mode e si sveglierà per fare il suo dovere al momento prestabilito: comodo, vero?

Sensore di temperatura interno

All'interno del DS1616 è presente un sensore di temperatura, in grado di lavorare nel campo –40°C a +85°C con incrementi di mezzo grado ed una precisione di +/- 2°C. Questo sensore è molto utile nel caso si voglia minimizzare l'hardware del circuito e non necessiti una gran precisione. Nel caso si scelga di utilizzare questo sensore, si tenga presente che la temperatura misurata è "falsata" dal fatto che il sensore è all'interno del chip e quindi non misura "solo" la temperatura ambiente ma anche quella del chip stesso. Sperimentalmente si nota che una correzione di circa 1.5°C rimette tutto apposto.

ADC

Ai pin 14, 15, 16 e relativa massa al 17, fanno capo gli ingressi analogici del DS1616. I tre ingressi sono multiplexati verso il convertitore Analogico / Digitale interno che ha le caratteristiche mostrate in tabella 1.
Se abilitati nel registro di configurazione, ad ogni ciclo di lettura i canali sono campionati ed il risultato memorizzato. La minima tensione misurabile è di 0V e corrisponde a 00H, la massima di 2.04V e restituisce FFH. La conversione è quindi molto semplice e rispetta la seguente formula:

$$V_{in} = ValoreLetto \frac{2,04}{256}$$

Ad esempio, se nel registro è presente il valore 91H (145dec), la tensione presente sul pin interessato è di circa 1.16V. I canali possono essere selezionati a piacimento permettendo la massima flessibilità d'uso.

Memoria

D'accordo misurare... ma poi i dati dove vanno a finire? In una memoria, ovviamente. Il DS1616 incorpora uno spazio di 2048 registri che possono contenere indifferentemente dati provenienti dal sensore interno e/o dall'ADC. Dato che la memoria è condivisa, la capacità d'archiviazione sarà massima in caso si memorizzi un solo canale, minima se si usano tutte e quattro le fonti (sensore interno più i tre canali analogici).
Esiste anche una particolare memoria per archiviare i dati in formato tipo istogramma. Questa funzione è riservata solo al sensore di temperatura interno ed al canale 1 dell'ADC. In figura 5 e 6 è mostrata la differenza tra i due modi di memorizzazione.
Ricordiamo che a disposizione dell'utente c'è anche una NVRAM (memoria RAM non volatile) da 64 byte che può essere usata per stivare dati particolari come parametri di correzione, versione del firmware e così via. Infine, la sicurezza: il

Risoluzione	8 bit
Tensione di riferimento	2.04V
Velocità di misura	1ms
Linearità	+/- 0.5LSB

Tabella 1 *Caratteristiche ADC*

DS1616 viene "battezzato" a livello di produzione con un numero seriale a 64bit non modificabile dall'utente, in questo modo è possibile riconoscere unicamente qualsiasi dispositivo si vada ad interrogare.

Interfaccia digitale

Il DS1616 può lavorare sia in modo asincrono sia sincrono. Il primo è utile in caso di connessione ad un PC, il secondo in caso di connessione a tre fili con un microcontrollore. Il modo di dialogo è stabilito dal pin "COMSEL": un livello basso o scollegato seleziona il modo asincrono; un livello alto la modalità sincrona.
Questo progetto usa la modalità asincrona visto che l'host sarà il fido PC.
Il protocollo seriale asincrono è fissato nel classico 9600bps, 1 start bit, 8 bit di dati e uno stop bit. Molto importante è notare che alla fine di ogni trasmissione è aggiunto automaticamente un CRC (Cyclical Redundancy Check) lungo due byte che serve per assicurare la totale correttezza dei dati ricevuti dall'host. Dal punto di vista elettrico, l'interfaccia presenta dei segnali a livello TTL quindi è indispensabile adattarli allo standard RS232 per mezzo dei noti integrati tipo MAX232 o similari.

ELENCO COMPONENTI	
B1	Batt litio 3.0V
B2	Batteria 9V
C1÷C7	100 nF ceramico
J1	Connettore vaschetta 9 poli Femmina
U1	Dallas/Maxim - DS1616
U2	National LM35 TO92
U3	Maxim - MAX3232
U4	LM78L05 - LDO Regulator
X1	Quarzo 32,768KHz

Criteri di servizio

Si tratta di quattro pin con specifiche funzioni: External Start, InSpec, OutSpec e Interrupt. Il primo, attivo a livello basso, serve a far partire l'acquisizione dati per mezzo di un pulsante esterno: molto comodo in applicazioni portatili. InSpec e OutSpec sono due segnali utili in caso si voglia visualizzare tramite led se i livelli misurati sono all'interno di ben specifici limiti programmati: InSpec lampeggiante ci assicura che tutto sta andando per il verso giusto, OutSpec instabile che qualcosa è andato al di fuori dei parametri impostati e quindi sono stati generati uno o più allarmi. Interrupt è un segnale che si attiva in caso accadano eventi specifici come ad esempio allarmi o il raggiungimento di una particolare data di calendario. Questo segnale è utile in caso di collegamento con un microprocessore, oppure quando si voglia far scattare un relè e mantenerlo eccitato fino a quando la condizione anomala persiste.

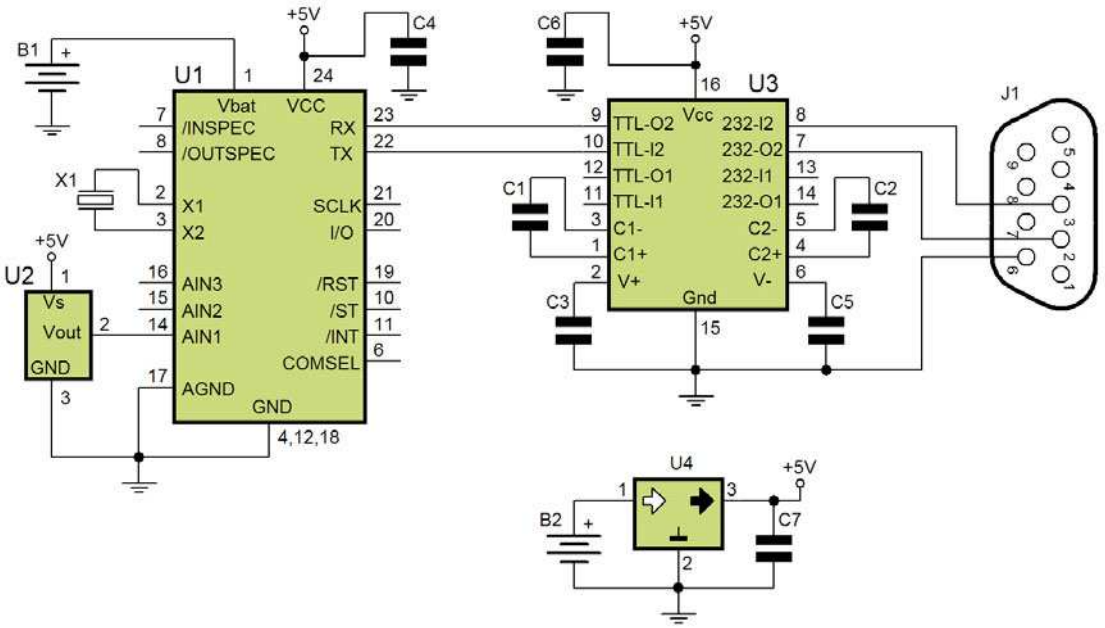


Figura 2 Schema elettrico Data Logger

Il circuito

Il circuito elettrico è mostrato in Figura 2. Si tratta di uno schema molto semplice, grazie alla forte integrazione di tutti i sub circuiti necessari: controllore, memoria, RTC, ADC e sensore di temperatura. Per far funzionare il dispositivo è necessario montare un quarzo tipo orologio da 32,768KHz; questo stabilizza l'oscillatore interno e genera la base tempi per tutte le funzioni. Per funzionare in modo autonomo, il chip è equipaggiato di con una batteria al Litio tipo bottone da 3V; l'autonomia, con una lettura il minuto supera i 10 anni. Tutto qui. Il circuito potrebbe essere finito se non fosse per l'arcinota interfaccia RS232 necessaria per il collegamento al PC; è stato montato anche un sensore di temperatura tipo LM35 che è servito per fare i test comparativi che, ovviamente, può essere anche evitato in quanto ridondante...

Il circuito stampato e montaggio

Le foto del prototipo mostrano un "ragno" su millefori ma nessuno ci proibisce di usare la traccia di figura 3a/3b.

Il montaggio risulta molto semplice, attenzione solo alle polarità dei dispositivi ed a non fare saldature fredde...

Consiglio di iniziare il montaggio degli zoccoli: prima quello "importante" a 24 pin per il DS1616 e poi il fratellino a 16 pin. Io prediligo l'utilizzo di zoccoli con terminali torniti: un po' più costosi di quelli standard ma assolutamente più affidabili. Il montaggio prosegue con i condensatori e i due TO-92: il regolatore di tensione e la sonda LM35.

In ultimo il quarzo che deve essere maneggiato con molta cura, pena la sua rottura o danneggiamento con conseguente instabilità dell'orologio. Attenzione anche ai suoi terminali molto sottili che devono essere riscaldati il meno possibile.

REGISTRO	FUNZIONE
Sample rate	Definisce la cadenza dell'acquisizione da 1 al minuto a 1 ogni 255minuti
High Alarm	Soglia superiore oltre la quale si genera un interrupt. Il registro supporta il sensore interno o il ADC
Low Alarm	Soglia inferiore oltre la quale si genera un interrupt. Il registro supporta il sensore interno o il ADC
Time of day Alarm	Genera un interrupt ad una determinata ora.
Alarm Status	Segnalazione di superamento soglie
Start Delay	Tempo di ritardo all'inizio dell'acquisizione

Tabella 2 *Registri DS1616*

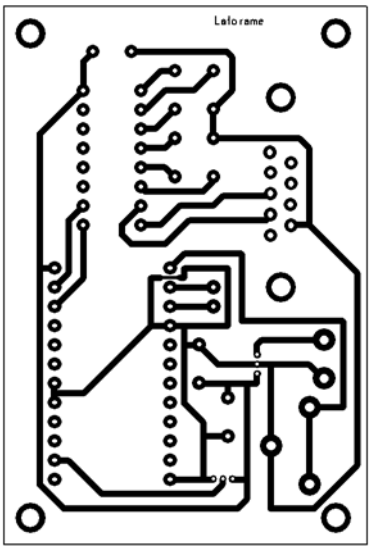


Figura 3a *Circuito stampato in scla 1:1 (lato rame)*

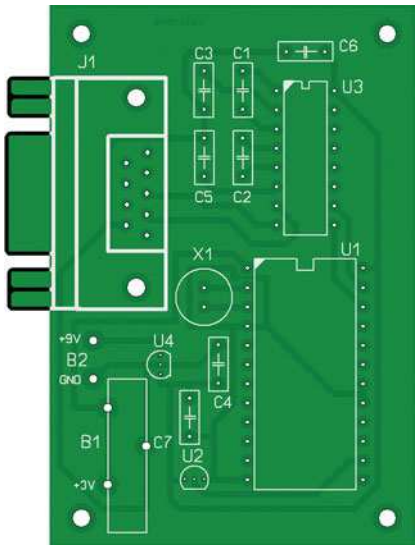


Figura 3b *Piano di montaggio*

PROGRAMMAZIONE

La programmazione del dispositivo è semplice e veloce. Le sole operazioni necessarie ad una nuova sessione di acquisizione sono: 1) inizializzare il RTC; 2) Programmare le caratteristiche di misura (canali attivi, sampling rate, partenza condizionata, ecc.); 3) Far partire il dispositivo con un comando/trigger esterno.
In tabella 2, riporto la descrizione dei registri fondamentali. Per un'accurata descrizione dei registri e di tutte le funzionalità, rimando il lettore alla Bibiligrafia. La lettura e scrittura del dispositivo si fa tramite seriale ricordandosi solo tre punti importanti: 1) la porta va settata a 9600bps, no parità, 8 bit dati, 1 stop bit; 2) il tempo di "reazione" (=tempo tra la ricezione del comando e i dati in uscita) è di circa 500ms e bisogna tenerne conto nella scrittura del codice; 3) il dispositivo risponde con pagine a 32 byte + 2 byte di checksum.
Vari software sono disponibili in rete: provate a Googolare con parole tipo "DS1616" o "DS1615" e sarete sommersi da codici d'esempio e software pronti all'uso!

Figura 4 Prototipo montato su millefori

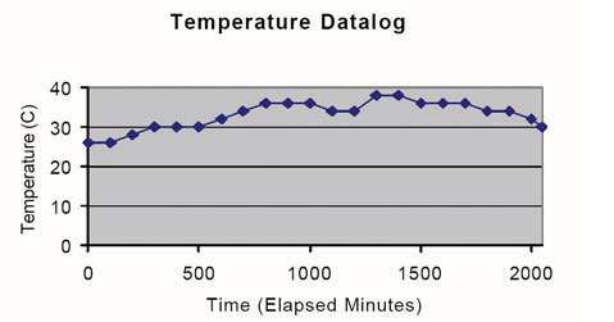


Figura 5 Memorizzazione tipo data log

FORMATO DI MEMORIZZAZIONE: DATA LOG O ISTOGRAMMA?

Il DS1616 offre due modalità di memorizzazione dei dati e conviene descriverne brevemente la funzione. La macro differenza sta nel fatto che in modalità "Data log" figura 5, ogni campione è archiviato in modo progressivo fino ad un massimo di 2048 posizioni, da condividere tra i vari canali attivi. In modalità "Istogramma", invece, si archiviano solo le "frequenze" di un determinato evento, moltiplicando la capacità di memorizzazione, figura 6.

Autonomia

Il DS1616 è molto parco nei consumi. Ogni singolo ciclo d'acquisizione consuma mediamente meno di 2uA; questo permette funzionamenti affidabili per lunghi periodi senza necessità di sostituzione o ricarica delle batterie. Basti pensare che una normale batteria Litio tipo bottone da 200mAH potrebbe far funzionare il datalogger per più di 10 anni!

CONCLUSIONI

Il DS1616 si è mostrato un componente molto interessante ed economico. La disponibilità del contenitore DIP ha permesso un utilizzo rapido e conveniente.

BIBLIOGRAFIA

Consiglio caldamente di visitare il sito della Maxim (www.maxim-ic.com) dove si possono reperire il data sheet completo e gli application note del DS1616. In più, una ricerca su Internet con la parola chiave "DS1616" sforna una serie interminata di link a pagine di software, anche gratuito, che utilizza il chip in questione.

Codice MIP 251108

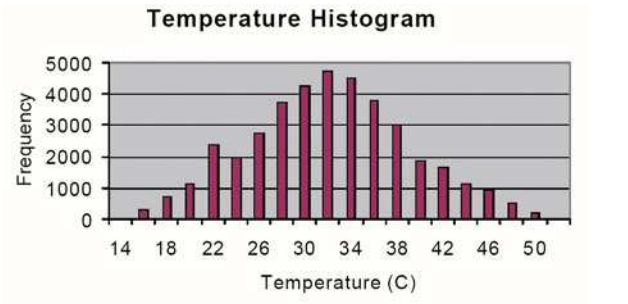


Figura 6 Memorizzazione ad Istogramma

FE - 251

ABBONATI SUBITO

Compila, ritaglia e spedisci via fax questo coupon allo **02-66508225**

Spedisci questa pagina in busta chiusa a:
INWARE Edizioni srl
Via Cadorna, 27/31 - 20032 Cormano (MI)

Chiamaci allo **02-66504755**

Abbonati on-line sul sito
www.farelettronica.com/abbonamento

DATI PERSONALI

Nome . . . . . .

Cognome . . . . . .

Via . . . . . n° . . . .

Cap . . . . . Città . . . . . Prov . . . .

Tel . . . . . Fax. . . . . .

Email . . . . . .

Ragione Sociale . . . . . .

P.Iva . . . . . ❍ Ricevuta

Privacy. Ai sensi del Decr. Lgs. 196/2003 la informiamo che i dati trasmessi verranno impiegati coi principali scopi di indagini di mercato e nelle modalità previste dallo stesso, prevalentemente con mezzi informatici. Il conferimento, di norma facoltativo, è obbligatorio per permettere il rapporto commerciale. È in ogni caso fatto diritto dell'interessato esercitare i propri diritti, nei modi previsti dal "Titolo II art. 7" della legge sopra citata, scrivendo a Inware Edizioni srl, Via Cadorna 27 – 20032 Cormano o tramite email a info@inwaredizioni.it

SCELTA DELLA TIPOLOGIA DI ABBONAMENTO
barrare la tipologia prescelta

❍ Riceverò **11 NUMERI** di **FARE ELETTRONICA**
pagando solo €45,00 anzichè €60,50

❍ Riceverò **11 NUMERI** di **FARE ELETTRONICA**
e **11 NUMERI** di **FIRMWARE**
pagando solo €79,50 anzichè €126,50

MODALITÁ DI PAGAMENTO
barrare la modalità prescelta

❍ **CARTA DI CREDITO**
❑ American Express ❑ Visa ❑ Mastercard
Titolare . . . . . .
n° . . . . . scad . . . . . .

❍ **VERSAMENTO SUL CCP N. 70107552**
Allegare la ricevuta (o copia) del versamento intestato ad **Inware Edizioni srl**, indicando nella causale: "Abbonamento Fare Elettronica"

❍ **BONIFICO BANCARIO**
Appoggiarlo su: **Poste Italiane - CIN: I - ABI: 07601**
CAB: 01600 - C/C: 000070107552
intestato ad **Inware Edizioni srl**

❍ **ALLEGO UN ASSEGNO**
intestato ad **Inware Edizioni srl**

Firma . . . . . .

Scopri sul retro di questo coupon i vantaggi a te riservati

BancoPosta

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Accredito

sul C/C n. 70107552 di Euro

TD 451

importo in lettere

INTESTATO A:
INWARE EDIZIONI SRL

CAUSALE

ESEGUITO DA:

VIA - PIAZZA

CAP LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE
codice bancoposta

IMPORTANTE: NON SCRIVERE NELLA ZONA SOTTOSTANTE
importo in euro numero conto td

AUT. DB/SISB/E 20017 DEL 11.04.2006

70107552 < 451>

BancoPosta

CONTI CORRENTI POSTALI - Ricevuta di Versamento

sul C/C n. 70107552 di Euro

importo in lettere

INTESTATO A:
INWARE EDIZIONI SRL

ESEGUITO DA:

VIA - PIAZZA

CAP

LOCALITÀ

BOLLO DELL'UFF. POSTALE

AVVERTENZE
Il Bollettino deve essere compilato in ogni sua parte (con inchiostro nero o blu) e non deve recare abrasioni, correzioni o cancellature.
La causale è indispensabile per i versamenti a favore delle Pubbliche Amministrazioni.
La ricevuta di avvenuto pagamento, comprensiva in ogni caso di tutte le parti di cui si compone il bollettino.

CAUSALE

ABBONATI SUBITO!

- ✔ **Risparmierai** fino a €47,00 sul prezzo di copertina
- ✔ Avrai la garanzia del **prezzo bloccato** per un anno
- ✔ Le riviste ti saranno **recapitate comodamente** a casa
- ✔ Compreso con l'abbonamento (o il rinnovo) riceverai un **buono sconto del 20%*** per un tuo prossimo acquisto sul sito www.farelettronica.com
- ✔ Compila questo cedolino in tutte le sue parti. Invialo in busta chiusa o via fax (fronte/retro) e riceverai in omaggio l'esclusivo portachiavi magnetico con orologio/datario di Fare Elettronica!

TIPO DI ABBONAMENTO:

❍ Personale ❍ Aziendale
❍ Scuola o Università

IL VOSTRO SETTORE DI COMPETENZA:

❍ Direzione Tecnica ❍ Direzione Acquisti
❍ Progettazione ❍ Insegnante
❍ Studente Altro . . . . . .

PRODOTTO PRINCIPALE O SERVIZIO OFFERTO DALL'AZIENDA DOVE LAVORATE:

❍ Apparecchiature elettriche, elettroniche, ICT ❍ Apparecchiature scientifiche, misura e controllo
❍ Elettrodomestici ❍ Automotive
❍ Consulenza ❍ Vending
Altro . . . . . .

NUMERO DI DIPENDENTI DELLA VOSTRA AZIENDA:

❍ fino a 10 ❍ da 10 a 50
❍ da 50 a 100 ❍ da 100 a 500
❍ oltre 500

* Validità 3 mesi

INWARE EDIZIONI

fare elettronica

CULTURA ELETTRONICA APPLICATA

La rivista che ti accompagna ogni mese da oltre 22 anni con tante informazioni utili sui componenti, le loro applicazioni e una grande quantità di progetti completi di schema e pcb.

www.farelettronica.com

Firmware

MICROCONTROLLORI E MICROELETTRONICA

Il nuovo mensile, unico in italia, dedicato ai microcontrollori e alla microelettronica. Uno strumento indispensabile per tutti i progettisti di schede a micro.

www.fwonline.it

Fai il pieno con le riviste di INWARE EDIZIONI!

IN EDICOLA O IN ABBONAMENTO

INWARE EDIZIONI

Inware Edizioni Srl
Via Cadorna, 27/31
20032 Cormano (MI) Italy
Tel: 02.66504755 - Fax: 02.66508225
www.inwaredizioni.it
info@inwaredizioni.it

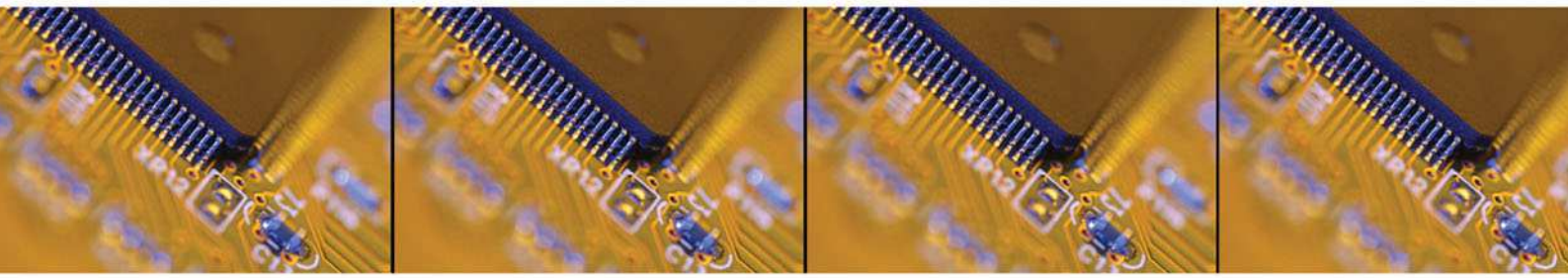
SCUOLA RADIO ELETTRA

leader nel settore

organizza

CORSI RICONOSCIUTI
(Legge 845/78)

Se sei interessato a: 1)Tecnologie elettroniche 2)Automazione industriale 3)Sistemi di controllo con PLC 4)Impianti elettrici residenziali 5)Sistemi digitali e microprocessori.....



www.scuolaradioelettra.it

per info chiama il numero verde 800 325 325

Codice MIP 251116